29. 1984.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA

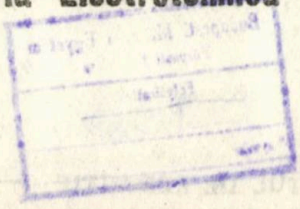
ELECTROTEHNICĂ

Tomul 29 (43) Fascicola 1-2

IANUARIE — DECEMBRIE
1984

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

Seria Electrotehnică



Tomul .29 (43) Fascicola 1-2

IANUARIE — DECEMBRIE

1984

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. IOAN DRĂGOI, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ - redactor șef, Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM m. c. al Acad. R. S. R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVÁCS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Conf. dr. ing. IOAN NIȚĂ, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU - secretar de colegiu

1989

DME KÖZPONTI KÖNYVTÁRA
F
7414/B
FOLYÓIRAT OSZTÁLY

Budapesti Műszaki Egyetem
Központi Könyvtára
Folyóiratlehár
P53/1989

COMITETUL DE REDACȚIE

Electrotehnică

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN - redactor responsabil, Prof. dr. doc. ing CONSTANTIN ȘORA - redactor resp. adjunct, Prof. dr. ing. AVRAM HELER, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Conf. dr. ing. CRISTIAN MARCU, Prof. dr. ing. NICOLAE BUDIȘAN, Lect. LISELOTTE WERSCHING, Prof. dr. ing. ANTON SAIMAC - I.S.H., Conf. dr. ing. ȘTEFAN GÂRLAȘU - I.S.R., Prof. dr. ing. VLAD VĂZDĂUȚEANU - secretar de redacție.

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
1848
KÖZPONTI KÖNYVTÁRA

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

S U M A R

Academicianul prof.dr.doc.ing. Remus RADULET

ELECTROTEHNICA TEORETICA

De Sabata I.: Asupra forţelor de suprafaţă şi presiunii, exercitate de cîmpul electromagnetic în lichide neliniare, izotrope şi lipsite de histerezis 1

Constantin Ema, Eadu D.: Contribuţii la calculul magnetic produs de bobine cilindrice, în prezenţa unui ecran feromagnetic coaxial 11

Fitihăzan Mariana: Asupra surselor cîmpului electrostatic în spaţiul distribuţiilor 15

Sora C., Dobre Silvia: Dependenţa parametrilor admitanţă ai generatorului hall, în funcţie de sensul inducţiei magnetice 19

MASURARI ELECTRICE

Tănase M.E.: Studiul comportării sensorului de curent al traductorului magneto-optic. Optimizarea dimensiunilor geometrice 23

Gherman Gh. : Funcţie segmentar polinomială de gradul 2 de aproximaţie a curbei de magnetizare 27

APARATE SI MASINI ELECTRICE

Novac I.: Analiza modalităţilor de proiectare a motoarelor asincrone caracterizate prin marimi de pornire pretenţioase 29

Boldea I.: Ecuaţiile de stare ale motorului liniar sincron homopolar alimentat prin redresor-invertor 33

Babescu M.: Electrocultor 41

Basilievici Al., Fântână N.L.: Moduri de întocmire a programelor pentru realizarea comenzilor aparatajului electric utilizînd logica programată, Partea I. 45

Basilievici Al., Fântână N.L.: Moduri de întocmire a programelor pentru realizarea comenzilor aparatajului electric, utilizînd logica programată, Partea II. 49

Andea P.: Calculul fluxului, inductivităţii şi forţei de atracţie la electromagneţii în manta 53

ACTIONARI ELECTRICE SI UTILIZAREA ENERGIEI ELECTRICE

Prodan M.,Seracin E.: Probleme specifice ale acţionării instalaţiilor de ridicat şi transportat cu maşini liniare 57

ELECTROENERGETICA

Ivaşcu Cornelia: Aspecte privind aplicarea algebrei logice la analiza şi sinteza schemelor de protecţie prin relee 61

Buta A.: Alimentarea simetrică a consumatorilor - soluţie a problemei de optimizare 65

Lustrea B. : Cîteva recomandări utile privind simularea răspunsului pentru sisteme electroenergetice în cazul stabilităţii statice 67

Moga M.: Algoritm de ordonare a elementelor matricii de admitanţă nodală într-un tablou unidimensional 69

ELECTRONICA SI TELECOMUNICATII

Popescu V.,Bogdanov I.,Andreiciuc D.: Modificarea turaţiei unui motor de curent continuu folosind un microprocesor 73

Toma L. : Circuit pentru măsurarea razei la macarale cu braţ telescopabil 77

Gherman Gh.: Calculul filtrelor active de ordin superior trece banda cu funcţie de transfer butterworth 81

CALCULATOARE

Strugaru C.,Holban St.,Florea D.: Aspecte teoretice privind interconectarea unor calculatoare în scopuri didactice 85

Vlăduţiu M.,Florea D.: Interfaţa pentru programarea memoriei prom 4188 89

Ciocârlie H., Eleş P.: Executiv pentru limbajul edison 93

AUTOMATIZARI

Babuţia I.,Lungu O.,Mureşan I.: Sistem de comandă a prelucrării prin electroeroziune a microalezajelor 99

Babuţia I.,Mureşan I.,Mureşan V.: Limbaj de simulare pentru proiectarea şi optimizarea sistemelor automate discrete 101

Bulletin Scientifique et Technique
de
L'Institut Polytechnique "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTECHNIQUE 1984

S O M M A I R E

L'Académicien professeur dr.doc.ing.Remus RADULET

ÉLECTROTECHNIQUE THÉORETIQUE

De Sabata I.: Les forces de surface et la pression exercées par le champ électromagnétique dans les liquides non linéaires, isotropes et dans hystéresis 1

Constantin Ema,Radu D.: Beitrag zur berechnung des magnetfeldes von ferromagnetisch abgeschirmten zylinderspulen 11

Titihăzan Mariana: À propos des sources du champ électrostatique dans l'espace des distributions 15

Sora C.,Dobre Silvia: The dependence of admittance parameters in the hall generator function of the magnetic induction sense 19

MÉSURES ÉLECTRIQUES

Tănase M.E.: Untersuchung bezuglich des verhaltens des stromfühlers beim magnetisch-dptischen wandler.Verbesserung der geometrischen abmessungen 23

Gherman Gh.: Segmentare polynomfunktion 2.Grades zur annherung der magnetisierungskurve 27

APPAREILLES ET MACHINES ÉLECTRIQUES

Novac I.: Analyse des modalités de conception des moteurs se caracterisant par des grandeurs de démarrage exigeantes 29

Boldea I.: The state equations of rectifier-inverter fed linear induction motors 33

Babescu M.:Elektrokultivator. 41

Vasilievici Al.,Fântână N.L.: Arten der aufstellung von programmen für die steuerung der elektroausrüstung mit hilfe der programmierten logik, I.Teil . 45

Vasilievici Al.,Fântână N.I.: Arten der aufstellung von programmen für die steuerung der elektroausrüstung mit hilfe der programmierten logik, II.Teil. 49

Andea P.: The calculus of flux, inductivity and attraction force in jackered electromagnets 53

ASSERVISSEMENTS ÉLECTRIQUES ET UTILISATION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Prodan M.,Seracin E.: Spezifische probleme des antribs von hebe und forderanlagen mittels linearer elektrischer maschinen 57

ELECTROÉNERGETIQUE

Ivaşcu Cornelia: Quelques aspects concernant l'application de l'algébre logique lors de l'analyse et de la synthèse des schémas de protection par relais 61

Buta A.: L'alimentation symétrique des consommateurs-une solution du problème d'optimisation 65

Lustrea B. : Some useful recommendations concerning simulation of the power system response for steady-state stability 67

Moga M.: Algorithme d'ordonnancement des éléments de la matrice d'admittance nodale dans un tableau unidimensionnel 69

ÉLECTRONIQUE, TÉLÉCOMMUNICATIONS

Popescu V.,Bogdanov I., Andreiciuc D.: D.C. motor speed adjusting with microprocessor 73

Toma L. : Circuit for measuring radius at telescopic autocranes 77

Gherman Gh.: Uber die berechnung von bandpassaktivfiltern höherer ordnung mit einer butterworthübertragungsfunktion 81

ORDINATEURS

Strugaru C.,Holban St.,Florea D.: Theoretical survey on interconnecting computers for didactic purposes 85

Vlăduţiu M.,Florea D.: Schnittstelle zur programmierung der prom-4188-speicher 89

Ciocârlie H.,Eleş P.: Run-time support for the edison programming language 93

AUTOMATIQUE

Babuţia I.,Lungu O., Mureşan I.: Das steuerungssystem der verarbeitung durch elektroerosion des mikrobohrers 99

Babuţia I., Mureşan I., Mureşan V.:Simulationssprache zum entwurf und zur optimierung diskreter automaten 101

L'Académicien professeur dr.doc.ing. Remus Rădulet

L'académicien Remus Rădulet n'est plus; il nous a quittés le 4 février 1984, alors qu'il jouissait encore pleinement de ses forces de création.

Né le 3 mai 1904 à Brădeni dans le département de Sibiu, il fit de brillantes études à l'École Polytechnique de Timişoara, section électromécanique. Frais émoulu, il obtint en 1928 une bourse d'études à l'École Polytechnique Fédérative de Zürich où il soutint en 1930 sa thèse de doctorat portant sur la théorie des fours à induction sans noyau.

Rentré au pays en 1931 il se consacra passionnément à l'enseignement et à la recherche, en y employant toutes ses forces. Il servit avec dévouement notre école supérieure pendant plus de 50 ans. Jusqu'en 1952 il fut d'abord maître de conférence puis professeur à l'École Polytechnique de Timişoara. À partir de 1952 il se fera confier une chaire d'Électrotechnique à l'Institut Polytechnique de Bucarest, ayant en charge le cours de Bases (Fondements) de l'Électrotechnique. Ayant pris sa retraite en 1974, il continua à rester, jusqu'aux derniers moments de sa vie, le même guide infatigable et hors de pair de notre communauté scientifique.

Tout au long des années le professeur Remus Rădulet a enseigné une large gamme de disciplines, depuis celles ayant un caractère technique prononcé (Production et transport de l'énergie électrique, Techniques des courants faibles, Machines électriques, etc.) jusqu'aux disciplines fondamentales pour la formation des ingénieurs, telles que la Physique ou les Fondements de l'Électrotechnique. Ce fut néanmoins cette dernière discipline qui occupa une place de choix, le professeur Remus Rădulet lui insufflant un caractère tout à fait nouveau, original, en apportant dans ce domaine des solutions modernes mondialement reconnues. Cette exceptionnelle contribution du professeur Rădulet est le fruit de longues et persévérantes recherches de toute une vie visant à une axiomatisation de la théorie macroscopique des phénomènes électromagnétiques, en accordant une attention toute particulière à la définition et à l'étude des grandeurs physiques et des lois, ce qui aboutit finalement à une systématisation remarquable et approfondie de l'ensemble tout entier des connaissances relevant du domaine de l'Électrotechnique théorique.

L'oeuvre scientifique du professeur Răduleţ impressionne par son étendue, par la richesse des problèmes abordés, un niveau scientifique élevé et une originalité profonde. Remarquable esprit encyclopédique, il sut également frayer des voies nouvelles à la science. C'est lui qui fut aux origines et coordona les deux éditions du Lexicon Technique Roumain - la première en 7, la seconde en 19 volumes - oeuvre monumentale à laquelle il se consacra pendant une vingtaine d'années (1948-1968) et dont la contribution à fixer définitivement le langage technique roumain est unanimement reconnue. Il a rédigé et publié plus de 2oo articles, notes, livres et manuels se rapportant à des domaines fondamentaux tels que la théorie des grandeurs physiques, le champ électromagnétique, les courants variables dans les conducteurs massifs et l'échauffement par induction, les machines et les appareils électriques, les circuits électriques à paramètres de régime transitoires, la soudure, l'économie et la recherche énergétique, la philosophie, la méthodologie des sciences etc. Il fonda et dirigea une prestigieuse École roumaine d'électrotechnique. Ses extraordinaires mérites dans le domaine de la science et de la technique lui valurent des distinctions et de nombreux titres scientifiques tant en Roumanie qu'à l'étranger. On lui a également confié des fonctions de haute responsabilité. Membre titulaire de l'Académie de la R.S.R. à partir de 1963, il fut aussi directeur de l'Institut d'Énergétique de l'Académie. À partir de 1964, il fut recteur de l'Université culturelle et scientifique de Bucarest. Il dut à la haute appréciation de son oeuvre scientifique à l'étranger l'élection d'abord comme vice-président puis comme président (1964-1967) de la Commission Électrotechnique Internationale (C.E.I.), autorité scientifique mondiale jouissant, dans le domaine de l'électrotechnique, du plus haut prestige. Sa disparition prive notre pays d'un de ses scientifiques les plus illustres; excellent enseignant, remarquable éducateur et patriote, Remus Răduleţ fut une des personnalités les plus complexes de la culture et de la science roumaines et universelles. L'Institut Polytechnique de Timişoara perd en sa personne l'un de ses fondateurs les plus représentatifs; rappelons que, durant toute sa vie, il fut pour nous un ami tres cher qui ne cessa de nous prêter son chaleureux appui. Par tout ce qu'il a accompli et par le grand exemple de sa vie, le professeur Remus Răduleţ nous a profondément marqués et son souvenir ne s'effacera pas de nos coeurs.

Le Comité de rédaction

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

LES FORCES DE SURFACE ET LA PRESSION EXERCÉES PAR LE CHAMP ELECTROMAGNETIQUE DANS LES LIQUIDES NON LINEAIRES, ISOTROPES ET SANS HYSTERESIS

De Sabata I.

1. Introduction

Dans la théorie classique du champ électromagnétique, en considérant les corps en mouvement par rapport au référentiel choisi, on établit dans [1] l'expression de la densité de volume des forces que le champ électromagnétique exerce sur les liquides ayant des propriétés non linéaires tout en étant isotropes et sans hystérésis. L'existence de cette force a pour résultat une pression supplémentaire qui s'établit dans le milieu liquide: c'est la pression électromagnétique. On l'a calculée pour des liquides magnétiques se trouvant dans des champs magnétiques stationnaires [2 , 3] à l'aide de l'équation de Bernoulli; dans [4 , 5] on déduit l'expression de la pression en considérant que le liquide avait des propriétés non linéaires et le champ magnétique était stationnaire. Pour les milieux linéaires et les champs electriques ou magnétiques stationnaires, la pression électrique est calculée [6 , 7 , 8 etc].

Cette étude établit la forme locale du bilan énergétique dans le cas des milieux en mouvement et on détermine l'expression du tenseur fictif de Maxwell par l'intermédiaire duquel on calcule l'expression de la densité de surface des forces exercées par le champ électromagnetique ainsi que la pression électromagnetique engendrée par le champ dans les milieux liquides se trouvant à l'état statique, présentant des caractéristiques non linéaires, isotropes et etant sans hystérésis.

2. La forme locale du bilan energetique

En établissant les parametres externes du champ électromagnétique dans [10] on montre que, dans le cas des milieux immobi-

les, le bilan énergétique à l'intérieur d'une surface Σ s'écrit:

$$-dW = \int_{V_\Sigma} \delta l_v \, dv + \oint_\Sigma \bar{S}.d\bar{s}.dt \qquad (1)$$

ou

W est l'énergie du champ électromagnétique de V_Σ ,

δl_v est le travail mécanique équivalent de l'unité de volume, lequel est déterminé en fonction des parametres exterieurs, et

$\bar{S}$ représente la densité du courant d'énergie à travers la surface Σ .

A partir du théorème d'unicité, démontré dans [11], il résulte que dans le cas des milieux mobiles intervient un nouveau paramètre externe, à savoir la vitesse du milieu par rapport au repère choisi; sur la surface Σ il faut connaintre les composontes tangentielles de l'intensité du champ électrique ou de l'intensité du champ magnétique.

Par conséquent, au travail mécanique équivalent δl_v dans (1) s'ajoutent les termes $\bar{v}.\bar{f}_v dt + \bar{c}.\bar{\omega}\, dt$, $\bar{f}_v$ respectivement $\bar{c}$ étant les densités volumiques de force respectivement couple, tandis qu'il faut ajouter à l'interaction du champ de V_Σ avec l'extérieur un terme fonction de la vitesse des points sur Σ et de $\bar{E}$ et $\bar{H}$. Ce dernier terme doit avoir la forme $\oint_\Sigma \bar{v}.\bar{t}(\bar{n})dS$ où, comme on le verra par la suite, $\bar{t}(\bar{n})$ représente la valeur vectorielle d'un tenseur de deuxième ordre.

Le bilan énergetique du champ électromagnetique à l'intérieur de Σ s'écrira

$$-dW = \int_{V_\Sigma} (\delta l_v + \bar{v}.\bar{f}_v dt + \bar{c}.\bar{\omega}\, dt)dv + \oint_\Sigma \bar{S}.\bar{ds}\, dt + \oint_\Sigma \bar{v}.\bar{t}(\bar{n})ds\, dt, \qquad (2)$$

ou, en employant l'expression de la derivée de l'intégrale de volume et la densité d'énergie w , du champ électromagnétique,

$$-\int_{V_\Sigma} dw\, dv = -\int_{V_\Sigma} [dw + div(\bar{v}.w)dt]\, dv = \int_{V_\Sigma} (\delta l_v + \bar{v}.\bar{f}_v dt + \bar{\omega}.\bar{C}\, dt)dv + \oint_\Sigma \bar{S}.\bar{ds}\, dt + \oint \bar{v}.\bar{t}(\bar{n})dS\, dt. \qquad (3)$$

Pour établir les propriétés du vecteur $\bar{t}(\bar{n})$ on fera des raisonnements analogues à ceux de [11]. Dans un domaine de continuité de la vitesse et des grandeurs d'état du champ on considère un volume élémentaire cylindrique de hauteur Δh, négligeable par rapport au rayon de la base (fig.1), pour lequel on écrira le bilan énergétique

$$-[dw + div(\bar{v}w)dt]\Delta S_c\, \Delta h = (\delta l_v + \bar{v}.\bar{f}_v dt + \bar{c}.\bar{\omega}\, dt)\Delta S_c\, \Delta h + \bar{S}.(\bar{n}_{c1} + \bar{n}_{c2})\Delta S_c + \bar{v}.[\bar{t}(\bar{n}_{c1}) + \bar{t}(\bar{n}_{c2})]\Delta S_c.dt$$

On divise l'égalité par ΔS_c et on prend la limite du résultat lorsque Δh tend vers zéro. En tenant compte de ce que $\bar{n}_{c1} \to \bar{n}$ et

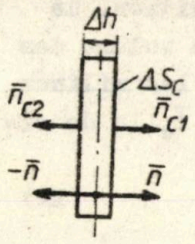


Fig.1.Disque élémentaire

$\bar{n}_{e2} \to -\bar{n}$ on obtient

$$\bar{v}.[\bar{t}(\bar{n}) + \bar{t}(-\bar{n})] = 0$$

Puisque cette relation est valable pour toute orientation donnée au cylindre élémentaire il résulte

$$\bar{t}(\bar{n}) = -\bar{t}(-\bar{n}) \qquad (4)$$

On écrit le bilan énergétique pour le champ à l'intérieur d'une pyramide élémentaire dont les arêtes sont, à l'instant considéré, parallèle aux axes des coordonnées, fig.2. On a:

$$-d\omega.\frac{1}{3}\Delta s\,\Delta h - div(\bar{v}\omega)dt.\frac{1}{3}\Delta s\,\Delta h = (\delta l_v + \bar{v}.\bar{f}_v dt + \bar{c}.\bar{\omega}\,dt)$$
$$.\frac{1}{3}\Delta s.\Delta h + \bar{S}.\bar{n}\Delta s\,dt + [-\bar{S}.\bar{k}\,\Delta s_k - (\bar{S}.\bar{i}).\Delta s_i - (\bar{S}.\bar{j})\Delta s_j]\,dt$$
$$+ [\bar{v}.\bar{t}(\bar{n}).\Delta s - \bar{v}_i\bar{t}(i)\Delta s_i - \bar{v}_j.\bar{t}(\bar{j})\Delta s_j - \bar{v}_k.\bar{t}(\bar{k}).\Delta s_k]\,dt \qquad (5)$$

où Δs est l'aire de la base de la pyramide, Δh la hauteur et Δs_γ, $\gamma = i,j,k$ représente les aires des faces de la pyramide. En divisant (5) par $\Delta S.dt$ et en remarquant que $\lim_{\Delta h \to 0} \frac{\Delta s_\gamma}{\Delta s} = \cos\alpha_\gamma$, et $\bar{S}.\bar{n} = \bar{S}_i\cos\alpha_i + \bar{S}_j\cos\alpha_j + \bar{S}_k\cos\alpha_k$, $\bar{v} = \bar{v}_i + \bar{v}_j + \bar{v}_k$ ou $\cos\alpha_\gamma$, $\gamma = i,j,k$, sont les cosinus directeurs de la normale $\bar{n}$, en passant à la limite lorsque $\Delta h \to 0$, on obtient

$$\bar{t}(\bar{n}) = \bar{t}(\bar{i}).\cos\alpha_i + \bar{t}(\bar{j}).\cos\alpha_j + \bar{t}(\bar{k})\cos\alpha_k \qquad (6)$$

L'égalité (6) démontre que t(n) represente la valeur vectorielle du tenseur du deuxième ordre

$$\hat{T} = \bar{i}\,\bar{t}_i + \bar{j}\,\bar{t}_j + \bar{k}\,\bar{t}_k \qquad (7)$$

où $\bar{t}_\gamma$, $\gamma = i,j,k$ sont les valeurs vectorielles du tenseur suivant les directions des axes de coordonnées. Avec (6) et (7) on peut écrire

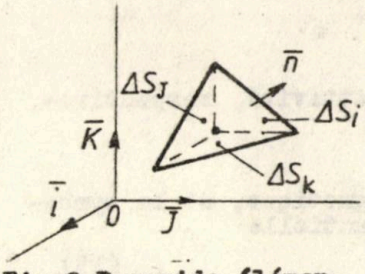


Fig.2.Pyramide élémentaire

$$\bar{t}(\bar{n}).\bar{v} = [(\bar{n}.\bar{i})\bar{t}(\bar{i}) + (\bar{n}.\bar{j})\bar{t}(\bar{j}) + (\bar{n}.\bar{k})\bar{t}(\bar{k})].$$
$$\bar{v} = \bar{n}.[\bar{i}(\bar{t}_i\bar{v}) + \bar{j}(\bar{t}_j.\bar{v}) + \bar{k}(\bar{t}_k.\bar{v}_k)] = \bar{n}.(\hat{T}.\bar{v}) \qquad (8)$$

En appliquant la transformée de Gauss-Ostrogradski on a

$$\oint_\Sigma \bar{v}.\bar{t}(\bar{n})ds = \oint_\Sigma d\bar{s}.(\hat{T}.\bar{v}) = \int_{v_\Sigma} div(\hat{T}.\bar{v})dv \qquad (9)$$

et le bilan énergétique (3) devient

$$-\int[d\omega + div(\bar{v}\omega)dt + div\,\bar{S}.dt + div(\hat{T}.\bar{v})dt]dv = \int_{v_\Sigma}(\delta l_v + \bar{v}.\bar{f}_v\,dt + \bar{c}.\bar{\omega}\,dt)dv,$$

respectivement, en forme locale,

$$-d\omega - div(\bar{v}\omega + \hat{T}.\bar{v} + \bar{S})dt = \delta l_v + \bar{f}_v.\bar{v}\,dt + \bar{c}.\bar{\omega}\,dt, \qquad (10)$$

ou,

$$-\frac{d\omega}{dt} - div[\bar{v}\omega + \hat{T}.\bar{v} + \bar{S}] = \frac{\delta l_v}{dt} + \bar{v}.\bar{f}_v + \bar{c}.\bar{\omega} \qquad (11)$$

3. Les forces de surface

Le tenseur des tensions fictives est, par définition, le tenseur dont la divergence est égale à la densité de volume des forces exercées par le champ électromagnetiques sur les milieux corporels [9]. En notant par $\hat{T}_f$ ce tenseur et par $\bar{f}_v$ la densité de volume des forces on a:

$$\bar{f}_v = \operatorname{div} \hat{T}_f, \tag{12}$$

ou, en forme intégrales,

$$\bar{F} = \int_{v_\Sigma} \bar{f}_v \, dv = \int_{v_\Sigma} \operatorname{div} \hat{T}_f \, dv = \oint_\Sigma \bar{t}_f(\bar{n}) \, ds, \tag{13}$$

où Σ est une surface qui ferme le volume v_Σ de liquide considéré avec des propriétés continues, et $\bar{t}_f(\bar{n})$ représente la valeur vectorielle du tenseur $\hat{T}_f$ associée à la normale exterieure, $\bar{n}$, de la surface.

Dans [9] on montre que la résultante des moments des forces de volume est elle aussi égale à la résultante des moments des tensions $\bar{t}_f$ de Σ.

Dans [1] on a démontré que la densité de volume des forces est égale et de signe contraire à la divergence du tenseur du champ électromagnétique T, ayant, dans les milieux liquides non linéaires et sans hystérésis mais isotropes et avec des polarisations électriques ou magnétiques, permanente nulles les composantes:

$$T_{ii} = \bar{E}.\bar{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} E \, d_s E + \bar{H}.\bar{B} - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} H \, d_s H - w_{elm} - E_i D_i - H_i B_i$$

$$T_{ij} = - E_j D_i - H_j B_i \tag{14}$$

où

ρ est la densité de masse du liquide,

ε respectivement u represente la permittivité, respectivement la permeabilité,

τ la temperature,

w_{elm} est la densité de l'énergie électromagnetique, et le symbole d_s signifie une différence substantielle

$$\bar{f}_v = - \operatorname{div} \hat{T} \tag{15}$$

La valeur vectorielle du tenseur T est donnée dans 1 :

$$\bar{t}(\bar{n}) = \left[\bar{E}.\bar{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} E \, d_s E + \bar{H}.\bar{B} - \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} H \, d_s H - w_{elm}\right] .\bar{n} - \bar{E}(\bar{D}.\bar{n}) - \bar{H}(\bar{B}.\bar{n}) \tag{16}$$

Il résulte de (12) et (15) que la somme des tenseurs $\hat{T}$ et $\hat{T}_f$ peut représenter uniquement un tenseur de divergence nulle.

Puisque $\bar{f}_v$ est une fonction seulement des grandeurs d'état du champ électromagnétique, il s'ensuit que $\hat{T}_f$ et $\hat{T}$ doivent également dépendre, en exclusivité, [illegible]es grandeurs. En imposant cette condition, il résulte le tenseur solénoidal nul [10], et donc

$$\hat{T}_f = -\hat{T} \tag{17}$$

c'est-à-dire le tenseur des tensions fictives (introduit dans la théorie de Maxwell pour calculer la résultante des forces de volume s'exerçant sur les milieux) est égal et de signe contraire au tenseur du champ électromagnetique introduit dans[1].

On considère la surface de séparation S_{12}, fig.3, entre deux fluides non miscibles, ayant des propriétés différentes, les deux fluides se déplaçant à la même vitesse $\bar{v}$ par rapport au référentiel choisi. Soit $\bar{f}_{s1}$ respectivement $\bar{f}_{s2}$ les densités de surface des forces qui s'exercent sur le premier milieu, respectivement sur le second, à leur surface de séparation.

Pour pouvoir appliquer les formules obtenues ci-dessus où l'on a supposé que les grandeurs d'état du champ et les propriétés du matériau sont fonctions continues, on va considérer que sur la largeur Δh, fig.3, les vecteurs du champ varient de façon continue à partir des valeurs $\bar{D}_1$, $\bar{E}_1$, $\bar{B}_1$, $\bar{H}_1$ du premier milieu jusqu'aux valeurs $\bar{D}_2$, $\bar{E}_2$, $\bar{B}_2$, $\bar{H}_2$ du second et que les propriétés de matériau ε et μ, satisfont la même condition. Soit le volume élémentaire Δv_c représenté par un disque ayant la base ΔS_c et la hauteur Δh beaucoup plus petite que le rayon de la base, également étendu dans les deux milieux. On considère la force resultante $\bar{f}_{s1} \cdot \Delta S_c$ uniformément répartie dans le premier milieu à densité $\bar{f}_{v1}$ qui satisfait la relation $\bar{f}_{v1} \cdot \Delta S_c \frac{\Delta h}{2} = \bar{f}_{s1} \Delta S_c$, d'ou

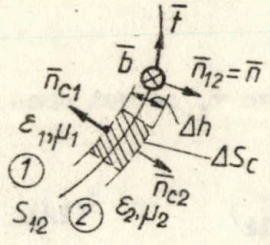


Fig.3. Surface de séparation avec des propriétés électriques et magnétiques différentes

$$\bar{f}_{s1} = \bar{f}_{v1} \cdot \frac{\Delta h}{2} \tag{18}$$

et, de façon analogue $\bar{f}_{s2} = \bar{f}_{v2} \cdot \frac{\Delta h}{2}$

On applique au disque élémentaire Δv_c la forme (2) du bilan energétique:

$$-\Delta w \cdot \Delta S_c \Delta h = \delta l_v \cdot \Delta S_c \Delta h + \bar{v} \cdot \left(\frac{2}{\Delta h} \bar{f}_{s1} + \frac{2}{\Delta h}\right) \frac{\Delta h}{2} \cdot \Delta S_c +$$

$$+ (\bar{S}_1 \bar{n}_{c1} + \bar{S}_2 \cdot \bar{n}_{c2}) \cdot \Delta S_c + \bar{v} \cdot \left[\bar{t}_1 \cdot \bar{n}_{c1} + \bar{t}_2 \cdot \bar{n}_{c2}\right] \Delta S_c,$$

relation qu on divise par ΔS_c et on prend la limite lorsque $\Delta h \to o$.

Comme $\bar{n}_{c2} \to \bar{n}_{12}$ et $\bar{n}_{c1} \to -\bar{n}_{12}$ on obtient

$$0 = \bar{v}.\bar{f}_s + div_s \bar{S} + \bar{v}.[\bar{t}_2(\bar{n}_{12}) - \bar{t}_1(\bar{n}_{12})] \qquad (19)$$

où

$$\bar{f}_s = \bar{f}_{s1} + \bar{f}_{s2}$$

En développant les formes locales de la loi du circuit magnétique et la loi de l'induction électromagnétique écrite pour la surface de séparation de deux milieux, [11], on a:

$$rot_s \bar{H} = (\bar{D}_1 - \bar{D}_2)\bar{v}_{n12} + \bar{J}_s + \rho_s \bar{v} + rot_s \bar{D} x \bar{v} = (\bar{D}_1 - \bar{D}_2)\bar{v}_{n12} + \rho_s \bar{v} - (\bar{D}_1 - \bar{D}_2)\bar{v}_{n12} - \rho_s \bar{v} = o \quad \text{et}$$

$$rot_s \bar{E} = (B_{2t} - B_{1t})\bar{t}\, v_{n12} + rot_s \bar{v} x \bar{B} = (B_{2t} - B_{1t})\bar{t}\, v_{n12} + \bar{v} div_s \bar{B} + v_{n12}(\bar{B}_1 - \bar{B}_2)$$

$$= (B_{2t} - B_{1t})\bar{t}\, v_{n12} + v_{n12}(B_{1t} - B_{2t})\bar{t} = o \qquad (20)$$

parce que le champ de la vitesse $\bar{v}$ dans les deux milieux est continu et $\bar{J}_s = o$.

A partir de (20) il résulte que pour les composantes des vecteurs E et H d'après les verseurs $\bar{t}, \bar{n}$ et $\bar{b}$, fig.3, les relations de continuité

$$E_{2t} = E_{1t}, \quad E_{2b} = E_{1b} \quad \text{et} \quad H_{2t} = H_{1t}, \quad H_{2b} = H_{1b} \qquad (21)$$

et donc

$$div_s \bar{S} = \bar{n}_{12}.(\bar{E}_2 - \bar{E}_1) - \bar{n}_{12}(\bar{E}_1 x \bar{H}_1) = E_{2b}H_{2t} - E_{2t}H_{2b} - (E_{1b}H_{1t} - E_{1t}H_{1b}) = o$$

Avec cela, à partir de (19) il résulte:

$$\bar{v}.[\bar{f}_s + \bar{t}_2(\bar{n}_{12}) - \bar{t}_1(\bar{n}_{12})] = o$$

qu'on doit satisfaire quelle que soit la vitesse v, ce qui conduit à

$$\bar{f}_s + \bar{t}_2(\bar{n}_{12}) - \bar{t}_1(\bar{n}_{12}) = o$$

ou

$$\bar{f}_s = \bar{t}_1(\bar{n}_{12}) - \bar{t}_2(\bar{n}_{12}) = \bar{t}_{f2}(\bar{n}_{12}) - \bar{t}_{f1}(\bar{n}_{12}) \qquad (22)$$

En tenant compte de (19) l'expression de la densité de surface de la force peut être écrite

$$\bar{f}_s = -\Big[\rho_1 \int_o^{E_1} \Big(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho}\Big)_{E,\tau} E\, d_s E - \int_o^{D_1} D.d_s E + \rho_1 \int_o^{H_1} \Big(\frac{\partial \mu}{\partial \rho}\Big)_{H,\tau} H\, d_s H$$

$$- \int_o^{H_1} B\, d_s H - \rho_2 \int_o^{E_2} \Big(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho}\Big)_{E,\tau} E\, d_s E + \int_o^{E_2} D\, d_s E - \rho_2 \int_o^{H_2} \Big(\frac{\partial \mu}{\partial \rho}\Big)_{H,\tau} H\, d_s H$$

$$+ \int_o^{H_2} B\, d_s H\Big].\bar{n}_{12} - \bar{E}_1(\bar{D}_1\bar{n}_{12}) + \bar{E}_2(\bar{D}_2.\bar{n}_{12}) - \bar{H}_1(\bar{B}_1.\bar{n}_{12}) + \bar{H}_2(\bar{B}_2\bar{n}_{12}) \qquad (23)$$

Comme la surface est dépourvue de charge électrique libre et $\bar{J}_s = o$, le membre droit de l'égalité (23) peut être transformé en une expression qui met en évidence les composantes normales des vecteurs $\bar{D}$ et $\bar{B}$ et les composantes tangentes des vecteurs $\bar{E}$ et H. En tenant compte que $div_s \bar{D}=o$ et des relations (21) on a

$$\bar{E}_2(\bar{D}_2\bar{n}_{12}) - \bar{E}_1(\bar{D}_1\bar{n}_{12}) = D_{2n_{12}}(\bar{E}_2-\bar{E}_1)=D_{2n_{12}}(E_{2n_{12}}-E_{1n_{12}}).\bar{n}_{12} =$$

$$= D^2_{2n_{12}}\,(\frac{1}{\varepsilon_2} - \frac{1}{\varepsilon_1})\cdot\bar{n}_{12}\ ,$$

et, de façon analogue,

$$\bar{H}_2(\bar{B}_2\bar{n}_{12}) - \bar{H}_1(\bar{B}_1\bar{n}_{12}) = B^2_{2n_{12}}(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1})\bar{n}_{12}\ ,$$

Par conséquent, la densité de surface de la force peut être écrite:

$$\bar{f}_s = -\rho_1\int_o^{E_1}(\frac{\partial\varepsilon}{\partial\rho})_{E,\tau}E\,d_sE - \int_o^{D_1} D\,d_sE + \rho_1\int_o^{H_1}(\frac{\partial\mu}{\partial\rho})_{H,\tau}H\,d_sH$$

$$-\int_o^{H_1} B\,d_sH - \rho_2\int_o^{E_2}(\frac{\partial\varepsilon}{\partial\rho})_{E,\tau}E\,d_sE + \int_o^{E_2} D\,d_sE - \rho_2\int_o^{H_2}(\frac{\partial\mu}{\partial\rho})_{H,\tau}H\,d_sH +$$

$$\int_o^{H_2} B\,d_sH\Big].\bar{n}_{12} + \Big[(\frac{1}{\varepsilon_2} - \frac{1}{\varepsilon_1})D^2_{2n_{12}} + (\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1})B^2_{2n_{12}}\Big]\cdot\bar{n}_{12} \qquad (24)$$

4. <u>La pression électromagnétique</u>

On va considerer un liquide avec $\rho_v = \rho_s = o$, $\bar{J} = \bar{J}_s = o$, au repos dans un référentiel choisi. Dans ces conditions le champ électromagnétique exerce sur le liquide des forces réparties avec la densité de volume $\bar{f}_v$ et dont l'expression est donnée dans[1] sous la forme

$$\bar{f}_v = \rho\,\mathrm{grad}\Big[\int_o^E(\frac{\partial P}{\partial\rho})_{E,\tau}dE + \mu_o\int_o^H(\frac{\partial M}{\partial\rho})_{H,\tau}dH \qquad (25)$$

Si le liquide se trouve également dans un champ gravitationnel, la densité de volume de la force résultante sera:

$$\bar{f}_{v_r} = -\rho g\nabla z + \mathrm{grad}\Big[\int_o^E(\frac{\partial P}{\partial\rho})_{E,\tau}dE + \mu_o\int_o^H(\frac{\partial M}{\partial\rho})_{H,\tau}dH \qquad (26)$$

où z représente la cote du point où l'on calcule $\bar{f}_{v_r}$, g étant l'accélération gravitationnelle.

A partir de la condition d'équilibre $\bar{f}_{v_r} = \mathrm{grad}\ p$, ou (26) on obtient l'équation

$$\frac{\operatorname{grad} p}{\rho} = -g \operatorname{grad} z + \operatorname{grad}\left[\int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \mu_0 \int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH\right], \quad (27)$$

En admettant que ρ ne dépend pas de la pression, hypothèse satisfaite avec une précision suffisante pour les liquides et pour des domaines à ρ constant, l'équation (27) aura pour solution

$$p = -\rho g z + \int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \mu_0 \int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH + C, \quad (28)$$

où C représente une constante d'intégration.

Si le liquide a une surface de séparation avec l'air, S_{1o}, avec $\rho_s = o$ et $\bar{J}_s = o$ qu'on appellera par la suite surface libre, la constante d'intégration est determinée de la façon suivante:

On écrit l'équation (28) dans le point P_o de cote Z_o, situé sur la surface libre. Si l'on néglige la tension superficielle, la pression dans ce point est $p_o - f_{S_{1o}}$, où p_o est la pression extérieure et $f_{S_{1o}}$ est obtenue à partir de (24) avec $\varepsilon_2 = \varepsilon_o$ et $\mu_2 = \mu_o$,

$$\bar{f}_{S_{1o}} = \left[\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_1 \varepsilon_o} D^2_{1o n_{12}} + \frac{\mu_1 - \mu_o}{\mu_1 \mu_o} B^2_{1o n_{12}}\right] \cdot \bar{n}_{12} + \int_0^{E_{1o}} D\, dE + \int_0^{H_{1o}} B\, dH -$$

$$\int_0^{E_{2o}} D\, dE - \int_0^{H_{2o}} B\, dH \Big] \cdot \bar{n}_{12} - \left[\rho_1 \int_0^{E_{1o}} \left(\frac{\partial \varepsilon_1}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} E\, dE + \rho_1 \int_0^{H_{1o}} \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} H\, dH\right] \cdot \bar{n}_{12} \quad (29)$$

où E_{1o}, H_{1o} respectivement E_{2o}, H_{2o} représentent les valeurs des intensités de champ dans le point P_o sur la face du côté du liquide, respectivement sur la face se trouvant du côté de l'air.

Pour les liquides ayant des propriétés paramagnétiques et isotropes sont valables les identités

$$\int_o^E D\, dE = \varepsilon_o \frac{E^2}{2} + \int_o^E P\, dE ,$$

$$\int_o^H B\, dH = \mu_o \frac{H^2}{2} + \mu_o \int_o^H M\, dH \quad (30)$$

Avec les théorèmes de continuité pour les composentes tengentes des vecteurs $\bar{E}$ et $\bar{H}$ et des composantes normales des

vecteurs $\bar{B}$ et $\bar{D}$ et en tenant compte de (30), l'expression de la force peut être mise sous la forme:

$$\bar{f}_{s_{1o}} = \left[\frac{(\varepsilon_1 - \varepsilon_o)^2}{2\varepsilon_1^2 \varepsilon_o} D^2_{lon_{12}} + \frac{(\mu_1 - \mu_o)^2}{2\mu_1^2 \mu_o} B^2_{lon_{12}} \right] \cdot \bar{n}_{12} +$$

$$+ \left[\int_o^{E_{1o}} P\, dE - \int_o^{E_{1o}} \rho_1 \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \mu_o \int_o^{H_{1o}} M dH - \right.$$

$$\left. - \int_o^{H_{1o}} \rho_1 \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH \right] \cdot \bar{n}_{12} \qquad (31)$$

En imposant la condition mentionnée concernant l'équation (28) on aura dans le point P_o

$$-\rho g z_o + \rho_1 \int_o^{E_{1o}} \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \mu_o \rho_1 \int_o^{H_{1o}} \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH + C = p_o - f_{s_{1o}}$$

d'où l'on calcule la constante C avec f_{1o} donné par (31), et qui, introduite dans (28), conduit à l'expression suivante de la pression:

$$p = p_o + \rho g(z_o - z) - \frac{(\varepsilon_1 - \varepsilon_o)^2}{2\varepsilon_1^2 \varepsilon_o} D^2_{lon_{12}} - \frac{(\mu_1 - \mu_o)^2}{2\mu_1^2 \mu_o} B^2_{lon_{12}} - \int_o^{E_{1o}} P dE -$$

$$- \mu_o \int_o^{H_{1o}} M dH + \int_o^{E} \rho \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \int_o^{H} \mu_o \rho \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH \qquad (32)$$

Par conséquent la pression supplémentaire engendrée par le champ électromagnétique p_{elm}, dans les milieux liquides paramagnétiques non linéiares mais sans hystéresis, se trouvant à l'état statique et ayant une surface libre, a pour valeur:

$$p_{elm} = \rho \int_o^{E} \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_{E,\tau} dE + \mu_o \int_o^{H} \left(\frac{\partial M}{\partial \rho}\right)_{H,\tau} dH - \frac{(\varepsilon_1 - \varepsilon_o)^2}{2\varepsilon_1^2 \varepsilon_o} D^2_{lon_{12}} - \frac{(\mu_1 - \mu_o)^2}{2\mu_1^2 \mu_o} B^2_{lon_{12}}$$

$$- \int_o^{E_{1o}} P\, dE - \mu_o \int_o^{H_{1o}} M\, dH \qquad (33)$$

On observe que la pression électromagnétique peut être modifiée en changeant les grandeurs d'état du champ électromagnétique.

BIBLIOGRAPHIE

1. De Sabata I., Asupra forţelor de volum în teoria Maxwell-Hertz, Bul.St.şi Tehn.IPTVT.,1981, seria Electrotehnică, Fasc.2, Tom 26(4o), Timişoara.

2. Perry M.P., Jones T.B., Hydrostatic Loading of Magnetic Liquid Seals. ZEE Transactions on Magnetics, Vol MAG-12, No 6, November 1976.

3. Lusa E., Călugăru Gh.,ş.a., Ferofluidele şi aplicaţiile lor în industrie, Editura tehnică, Bucureşti, 1978.

4. De Sabata I., Asupra stărilor hidrostatice ale lichidelor magnetice, Lucrări ştiinţifice, Seria A, Stiinţe tehnice, Oradea, 1976-77.

5. Colţeu A., Proprietăţi ale lichidelor magnetice în cîmpuri electromagnetice staţionare, Teză de doctorat, IPTVT,198o.

6. Preda M., Cristea P., Spinei F., Marcovici J., Bazele electrotehnicii, vol.I, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1969.

7. Stratton J.A., Théorie de l'electromagnetisme, Dunod, Paris, 1961.

8. Tamm I.E., Bazele teoriei electricităţii, Editura tehnică, Bucureşti, 1952.

9. Rădulet R., Bazele teoretice ale electrotehnicii vol.II. Editura energetică de stat vol.II, Bucureşti, 1954.

lo. Timotin A., Proprietăţi dinamice ale cîmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecare. Teză de doctorat, I.P.B., 1957.

11. Panaitescu A., Unicité des solutions des équations Maxwell-Hertz des milieux linéaire en mouvement connu. Rev.Roum.Sci.Techn.-Electrotech.et Énerg.Tom 2o, No.2, Bucureşti, 1975.

12. Panaitescu A., Asupra unăr teoreme generale din electrodinamica lui Maxwell şi Hertz. Conferinţa Naţională de Electrotehnică şi Energetică Vol.II, Timişoara, 1982.
Reçu à la rédaction le 12 juillet 1983.

ASUPRA FORTELOR DE SUPRAFATA SI PRESIUNII,EXERCITATE DE CIMPUL ELECTROMAGNETIC IN LICHIDE NELINIARE,IZOTROPE SI LIPSITE DE HISTEREZIS

Rezumat

Se stabileşte forma locală a bilanţului energetic pentru cazul mediilor neliniare şi fără histerezis aflate în mişcare şi se determină expresia tensorului fictiv a lui Maxwell. Se calculează densitatea de suprafaţă a forţelor şi expresia presiunii electromagnetice.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

BEITRAG ZUR BERECHNUNG DES MAGNETFELDES VON FERROMAGNETISCH ABGESCHIRMTEN ZYLINDERSPULEN

Constantin Ema, Radu D.

1. Einleitung

Die Anwendungsbereiche von Zylinderspulen sind mannigfaltig und gewinnen, durch das Benützen von Supraleitern immer mehr an Interesse. So verwendet man diese z.B. bei Unipolarmaschinen um grössere Feldstärken und damit grössere Leistungen zu erreichen. Da dabei aber auch das Streufeld im Äusseren der Maschine bedeutend ist, müssen unbedingt Lösungen zu deren Abschirmung gefunden werden. Das Problem ist in einigen Arbeiten der Fachliteratur im allgemeinen behändelt [1,2], während in [3] eine analytische Methode zur Berechnung des Magnetfeldes von kurzen ferromagnetisch abgeschirmten Spulen angegeben wird.

In der vorliegenden Arbeit werden für das Berechnen des Magnetfeldes genaure Lösungen gegeben, die auch bei längeren Spulen anwendbar sind u.zw.wird die gegebene Spule durch Stromhüllen ersetzt und die Differentialgleichung des Vektorpotentials, bei gegebenen Randbedingungen, gelöst.

2. Methode zur Ermittelung der magnetischen Induktion

In erster Annäherung wird die Spule durch eine Stromhülle ersetzt und der ferromagnetische Schirm als unendlich ausgedehnt und ideal, mit $\mu = \infty$, angenommen (Abb.1). Bei relativ dicken Spulen, kann man diese in mehrere Stromhüllen zerlegen und die so erhaltenen Ergebnisse überlagern.

Die magnetische Induktion wird mit Hilfe des Vektorpotentials, $\bar{B}=\mathrm{rot}\bar{A}$ berechnet, wobei $\bar{A}$ ausserhalb der Stromhülle die Laplacegleichung $\nabla^2\bar{A}=0$, erfüllt. Das Vektorpotential hat im gegebenen Fall nur eine Normalkomponente zur r,z Ebene, so dass $\bar{A}=A(r,z)\bar{u}_\varphi$. Durch Benützen zylindrischer Koordinaten erhält man für die

Laplacegleichung den Ausdruck:

$$\frac{\partial^2 A(r,z)}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 A(r,z)}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial A(r,z)}{\partial r} - \frac{1}{r^2} A(r,z) = 0 \qquad (1)$$

deren allgemeine Lösung, durch Anwendung der Trennung der Variablen, folgende Form erhält:

$$A(r,z) = \int_0^\infty (A_\lambda \cos \lambda z + B_\lambda \sin \lambda z)\left[C_\lambda I_1(\lambda r) + D_\lambda K_1(\lambda r)\right] d\lambda \qquad (2)$$

dabei sind I_1 bzw. K_1 die abgeänderten Besselfunktionen erster und zweiter Gattung. Zieht man in Betracht dass $\bar{A}$ eine gerade Funktion von z und im ganzen Bereich endlich ist, so ergeben sich aus (2) für die beiden in Betracht kommenden Bereiche, gemäss Abb.1, folgende Lösungen:

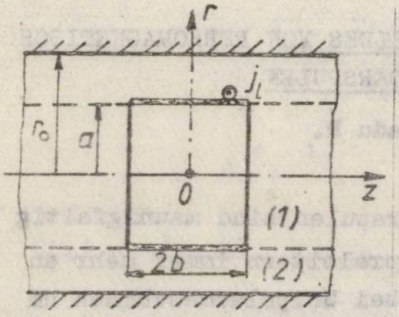


Abb.1. Ferromagnetisch abgeschirmte Spule

(1) $r < a$

$$A_1(r,z) = \int_0^\infty C_\lambda I_1(\lambda r) \cos \lambda z \, d\lambda \qquad (3)$$

(2) $a < r < r_o$

$$A_2(r,z) = \int_0^\infty \left[E_\lambda I_1(\lambda r) + D_\lambda K_1(\lambda r)\right] \cos \lambda z \, d\lambda$$

Die jeweiligen Integrationskonstanten C, D, E werden aus den gegebenen Randbedingungen bestimmt u.zw. ist an der Stromhülle das Vektorpotential stetig:

$$A_1(a,z) = A_2(a,z) \qquad (4)$$

während die Tangentialkomponenten der magnetischen Induktion das Gesetz des magnetischen Kreises $\mathrm{rot}\,\bar{H} = \bar{J}_l$ erfüllen:

$$\left(\frac{\partial A_1(r,z)}{\partial r} - \frac{\partial A_2(r,z)}{\partial r}\right)_{r=a} = \mu_o j_l \qquad (5)$$

Die dritte Bedingung folgt aus der Feststellung dass die Induktion am ferromagnetischen Schirm nur eine Normalkomponente hat, da $\mu = \infty$ angenommen wurde:

$$\frac{1}{r_o} A_2(r_o,z) + \left(\frac{\partial A_2(r,z)}{\partial r}\right)_{r=r_o} = 0 \qquad (6)$$

Um den Ausdruck (5) anwendbar zu machen wird die Stromdichte $j_l(z)$ in Reihe entwickelt, wobei für die Länge der Spule die Stromdichte konstant angenommen wird. Es ergibt sich damit:

$$j_l(z) = \frac{2J_l}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin \lambda b \cos \lambda z}{\lambda} d\lambda \qquad (7)$$

Aus den Gleichungen (4)-(7) erhält man, nach einigen Zwischenrechnungen, bei denen auch Rekurenzformeln der Besselfunktionen benützt werden, die gesuchten Konstanten:

$$C_\lambda = \mu_o \frac{2a}{\pi\lambda} J_l \sin\lambda b \left[K_1(\lambda a) + \frac{K_o(\lambda r_o)}{I_o(\lambda r_o)} I_1(\lambda a)\right]$$

$$D_\lambda = \mu_o \frac{2a}{\pi\lambda} J_l \sin\lambda b \; I_1(\lambda a) \qquad (8)$$

$$E_\lambda = D_\lambda \frac{K_o(\lambda r_o)}{I_o(\lambda r_o)}$$

Die Induktionskomponenten ergeben sich aus:

$$B_r(r,z) = -\frac{\partial A(r,z)}{\partial z} \; ; \; B_z(r,z) = \frac{1}{r} A(r,z) + \frac{\partial A(r,z)}{\partial r} \qquad (9)$$

und erhalten für die beiden betrachteten Bereiche folgende Form:

$$B_{r_1}(r,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty F(\lambda,a,r_o,b)\, I_1(\lambda r) \sin\lambda z \, d(\lambda a)$$

$$B_{z_1}(r,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty F(\lambda,a,r_o,b)\, I_o(\lambda r) \cos\lambda z \, d(\lambda a) \qquad (10)$$

$$B_{r_2}(r,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty F(\lambda,r,r_o,b)\, I_1(\lambda a) \sin\lambda z \, d(\lambda a)$$

$$B_{z_2}(r,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty G(\lambda,r,r_o,b)\, I_1(\lambda a) \cos\lambda z \, d(\lambda a) \qquad (11)$$

wobei

$$F(\lambda,a,r_o,b) = \left[K_1(\lambda a) + \frac{K_o(\lambda r_o)}{I_o(\lambda r_o)} I_1(\lambda a)\right] \sin\lambda b$$

$$G(\lambda,r,r_o,b) = \left[I_o(\lambda r) \frac{K_o(\lambda r_o)}{I_o(\lambda r_o)} - K_o(\lambda r)\right] \sin\lambda b \qquad (12)$$

Die erhaltenen Ausdrücke (10), (11) ermöglichen das Berechnen des Magnetfeldes in jedwelchem Punkt, so wie auch für die nichtabgeschirmte Spule, durch das Einsetzten von $r_o = \infty$. Werden diese Sonderlösungen mit den allgemeinen Ausdrücken verglichen so lässt sich feststellen dass der Einfluss der Abschirmung in Gleichung (10) durch das Glied $I_1(\lambda a)\, K_o(\lambda r_o)/I_o(\lambda r_o)$, bzw. in (11) durch das Glied $I_o(\lambda r)\, K_o(\lambda r_o)/I_o(\lambda r_o)$ (für B_{z2}) und $I_1(\lambda r)\, K_o(\lambda r_o)/I_o(\lambda r_o)$ (für B_{r2}), dargestellt ist.

Auf der Spulenachse hat das Magnetfeld nur eine Längskomponente:

$$B_{z_1}(o,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty F(\lambda,a,r_o,b) \cos\lambda z \, d(\lambda a) \qquad (13)$$

und auf dem Schirm nur die Normalkomponente:

$$B_{r_2}(r_o,z) = \mu_o \frac{2J_l}{\pi} \int_o^\infty \frac{1}{r_o} \frac{I_1(\lambda a)}{I_o(\lambda r_o)} \sin\lambda b \sin\lambda z \, d(\lambda a) \qquad (14)$$

3. Rechenergebnisse

An Hand der erhaltenen Ausdrücke wurde die magnetische Induktion in einigen bezeichnenden Punkten, der in Abb.2 dargestellten Spule, mit $J_l = 6,4.10^6$ A/m, berechnet. Die erhaltenen Ergebnisse sind in Tabelle 1 angegeben, wo zum Vergleich auch die mit Hilfe einer nummerischen Methode erhaltenen Werte verzeichnet sind.

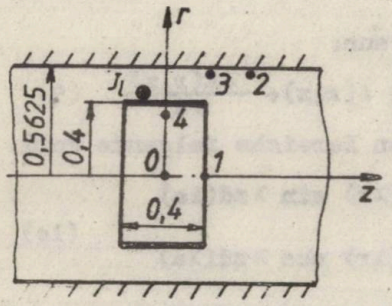


Abb.2. Spulenanordnung

Tabelle 1.Berechnete Induktionswerte

Punkt	z [m]	r [m]	B [T] anal.	B [T] nummer.	ε %
o	o	o	3,948	3,937	o,28
1	o,2	o	3,111	3,1o3	o,26
2	o,4	o,55	o,943	o,92	2,44
3	o,2	o,55	1,4o5	1,425	1,4
4	o	o,35	5,831	5,747	1,44

Fehlt der ferromagnetische Zylinder so ergibt sich die Induktion im Mittelpunkt der Spule direkt aus $B_o = \mu_o J_l\, b(a^2+b^2)^{-1/2} = 3,596$ T, durch die Abschirmung wächst diese mit 9,8%.Im Punkt 1 ist bei der abgeschirmten Spule das Feld um 9,4%grösser,während neben der Stromhülle der Anstieg 8,1% beträgt.

4. Schlussfolgerungen

Die erhaltenen Ausdrücke ermöglichen eine ziemlich genaue Ermittelung der magnetischen Induktion, bei ferromagnetisch abgeschirmten Zylinderspulen. Man kann behaupten dass diese Ergebnisse vorteilhafter als ein nummerisches Rechenverfahren sind, besonders wenn das Feld nur in einigen Punkten interessiert.

LITERATUR

1. Brechna H., Superconducting Magnet Systems, Springer Verlag, 1972.

2. Appleton A.D., Superconducting Machines and Devices.NATO Advenced Study Institutes Series, 1973.

3. Constantin E., Radu D., Influenţa ecranelor feromagnetice asupra cîmpului magnetic produs de bobine cilindrice scurte, CNEE, Timişoara, sept.1982.
Manuskript eingang 1.März 1983.

CONTRIBUTII LA CALCULUL CIMPULUI MAGNETIC PRODUS DE BOBINE CILINDRICE, IN PREZENTA UNUI ECRAN FEROMAGNETIC COAXIAL

Rezumat

In lucrare se prezintă o metodă de calcul bazată pe integrarea ecuaţiei potenţialului magnetic vector.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

À PROPOS DES SOURCES DU CHAMP ÉLECTROSTATIQUE DANS L'ESPACE DES DISTRIBUTIONS

Titihăzan Mariana

1. Introduction

L'étude présente une mise en formules plus générale des sources du champ électrostatique et de la théorème de Gauss, dans l'espace des distributions.

2. Le concepte - densité volumique de charge électrique

La littérature de spécialité indique [1] que la densité volumique de la charge électrique ponctuelle Q_p n'est pas une fonction commune, mais une fonctionnelle linéaire et continue, définie sur un espace fondamental $\mathcal{D}$; la foule de distributions forme l'espace de Schwartz - noté $\mathcal{D}'$. On définit aussi dans l'espace des distributions les densités volumiques de la charge électrique libre et de la polarisation répartisées superficiellement σ_S et linéiquement γ_C. Ces distributions sont introduites à l'aide de la distribution de Dirac concentrée sur la surface S, $\delta(S)$, la courbe C, $\delta(C)$ et le point P, $\delta(P)$, de la manière suivante:

$$\begin{aligned} \rho_S(\bar{r}) &= \sigma(\bar{r})\,\delta(S) \\ \rho_C(\bar{r}) &= \gamma(\bar{r})\,\delta(C) \\ \rho_p(\bar{r}) &= Q_p\,\delta(P) \end{aligned} \qquad (1)$$

Ces distributions - densités volumiques de la charge électrique sont toujours nulles à l'exception des points situés sur la surface S, la courbe C ou dans le point P et elles sont équivalentes à $\sigma(\bar{r})$, $\gamma(\bar{r})$, Q_p.

Le concepte de la distribution volumique de la charge, accèpte un sens physique seulement si on peut détérminer à son aide par intégration sur le volume V_Σ, la charge électrique qui détérmine la distribution volumique respective.

Dans [3] on précise que par l'intégrale $\int f(x)\,dx$ pour $f \in \mathcal{D}'$,

à support compact, sera compris le numéro $\langle \underline{f}, \varphi \rangle$, où $\varphi \in \mathcal{D}$ et $\varphi \equiv 1$, dans un voisinage du support de $\underline{f}$ (ce numéro ne dépends pas de la fonction auxiliaire φ). Donc:

$$\int_V \underline{\delta(x,y,z)}\, dx\, dy\, dz = \langle \underline{\delta(x,y,z)}, \varphi(x,y,z) \rangle = \langle \underline{\delta(x,y,z)}, 1 \rangle = 1(o,o,o) = 1$$

Pour les charges électriques distribuées superficiellement Q_S, linéiquement Q_C ou ponctuellement Q_P, nous avons:

$$\langle \underline{\rho_S(\bar{r})}, 1 \rangle = \langle \sigma(\bar{r})\underline{\delta(S)}, 1 \rangle = \int_S \sigma(\bar{r})ds = Q_S$$

$$\langle \underline{\rho_C(\bar{r})}, 1 \rangle = \langle \gamma(\bar{r})\underline{\delta(C)}, 1 \rangle = \int_C \gamma(\bar{r})dl = Q_C \qquad (2)$$

$$\langle \underline{\rho_P(\bar{r})}, 1 \rangle = \langle Q_P \underline{\delta(P)}, 1 \rangle = Q_P \langle \underline{\delta(P)}, 1 \rangle = Q_P$$

La densité volumique de la charge électrique située dans le volume V_Σ, produit une distribution régulière:

$$\langle \underline{\rho_V}, \varphi \rangle = \int_{\mathbb{R}^3} \rho_V \varphi\, dx\, dy\, dz \qquad (3)$$

quelle que soit $\varphi \in \mathcal{D}$

La somme des distributions volumiques de charge électrique libre distribuées volumiquement, superficiellement, linéiquement et ponctuellement est égale à la charge électrique libre située dans le volume considéré:

$$\underline{\rho_V} + \underline{\rho_S} + \underline{\rho_C} + \underline{\rho_P} = Q \qquad (4)$$

Pour les charges de polarisation situées dans le domaine V_Σ, on peut aussi introduire des distributions volumiques de charge:

$$\underline{\rho_S'(\bar{r})} = \sigma'(\bar{r})\underline{\delta(S)}$$

$$\underline{\rho_C'(\bar{r})} = \gamma'(\bar{r})\underline{\delta(C)} \qquad (5)$$

$$\underline{\rho_P'(\bar{r})} = Q_P'\underline{\delta(P)}$$

où: $\sigma'(\bar{r})$, $\gamma'(\bar{r})$ sont la densité superficielle et linéique de la charge de polarisation; Q_P est la charge ponctuelle de polarisation; $\underline{\delta(S)}$, $\underline{\delta(C)}$, $\underline{\delta(P)}$ ont la même semnification que dans (1).

La densité volumique de la charge de polarisation produit une distribution de type fonction ainsi définie:

$$\langle \underline{\rho_V'}, \varphi \rangle = \int_{\mathbb{R}^3} \rho_V' \varphi\, dx\, dy\, dz \qquad (6)$$

quelle que soit $\varphi \in \mathcal{D}$

Les distributions introduites par les relations (5) et (6) ont des propriétés similaires avec les distributions (1) et (3), et leur somme représente la charge de polarisation du domaine V_Σ

$$\rho_V' + \rho_S' + \rho_C' + \rho_P' = Q' \qquad (7)$$

3. La divergence généralisée de $\bar{E}$ et les sources du champ électrostatique

On introduit par définition la distribution intensité de champ électrique: si le vecteur intensité de champ électrique

$\bar{E} = E_x\bar{i} + E_y\bar{j} + E_z\bar{k}$ est une distribution

$$\bar{E} : \mathcal{D} \Rightarrow \mathcal{R}^3 \qquad (8)$$

on a la relation:

$$\langle \bar{E}, \varphi \rangle = \langle E_x, \varphi \rangle \bar{i} + \langle E_y, \varphi \rangle \bar{j} + \langle E_z, \varphi \rangle \bar{k}$$

quelle que soit $\varphi \in \mathcal{D}$ or

$$E_x \in \mathcal{D}' \ , \ E_y \in \mathcal{D}' \ , \ E_z \in \mathcal{D}' \qquad (9)$$

La divergence généralisée de la distribution vectorielle $\bar{V}$, par definition [4] est:

si $\bar{V} \in \mathcal{D}'$ et $\operatorname{div} \bar{V} \in \mathcal{D}'$ par la relation

$$\langle \operatorname{div} \bar{V}, \varphi = \langle \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z}, \varphi \rangle = -\langle V_x, \frac{\partial \varphi}{\partial x} \rangle -$$

$$- \langle V_y, \frac{\partial \varphi}{\partial y} \rangle - \langle V_z, \frac{\partial \varphi}{\partial z} \rangle \qquad (10)$$

Connaissant les derivées partielles généralisées du $\bar{V}$ ($\bar{V}$ a un saut au passage par la surface S)

$$\frac{\partial V_x}{\partial x} = \left\{ \frac{\partial V_x}{\partial x} \right\} + \left[V_x \right]_S \cos(\bar{n}_S, x) \, \delta(S)$$

$$\frac{\partial V_y}{\partial y} = \left\{ \frac{\partial V_y}{\partial y} \right\} + \left[V_y \right]_S \cos(\bar{n}_S, y) \, \delta(S)$$

$$\frac{\partial V_z}{\partial z} = \left\{ \frac{\partial V_z}{\partial z} \right\} + \left[V_z \right]_S \cos(\bar{n}_S, z) \, \delta(S)$$

par addition verticale résulte

$$\operatorname{div} \bar{V} = \{\operatorname{div} \bar{V}\} + [\bar{V}]_S \bar{n}_S \, \delta(S) + [\bar{V}]_C \bar{n}_C \, \delta(C) + [\bar{V}]_P \bar{n}_P \delta(P)$$

Avec les notations $[\bar{V}]_S \bar{n}_S = \operatorname{div}_S \bar{V}$, $[\bar{V}]_C \bar{n}_C = \operatorname{div}_C \bar{V}$ et $[\bar{V}]_P \bar{n}_P = \operatorname{div}_P \bar{V}$, on obtient

$$\operatorname{div} \bar{V} = \{\operatorname{div} \bar{V}\} + \operatorname{div}_S \bar{V} \, \delta(S) + \operatorname{div}_C \bar{V} \, \delta(C) + \operatorname{div}_P \bar{V} \, \delta(P) \qquad (11)$$

Pour la distribution vectorielle $\bar{E}$ on obtient:

$$\langle \operatorname{div} \bar{E}, 1 \rangle = \langle \{\operatorname{div} \bar{E}\}, 1 \rangle + \langle \operatorname{div}_S \bar{E} \, \delta(S), 1 \rangle + \langle \operatorname{div}_C \bar{E} \, \delta(C), 1 \rangle +$$

MŰSZAKI EGYETEM 1848

$$+ \left\langle \frac{Q_P}{\varepsilon_0} \delta(P), 1 \right\rangle + \left\langle \frac{Q_{P'}}{\varepsilon_0} \delta(P), 1 \right\rangle = \int_{V_\Sigma} \operatorname{div} \bar{E}\, dv + \int_S \operatorname{div}_S \bar{E}\, ds +$$

$$+ \int_C \operatorname{div} \bar{E}\, d\ell + \frac{Q_P + Q'_P}{\varepsilon_0} \qquad (12)$$

Parce qu'on connaît que

$$\oint_\Sigma \bar{E}\, \overline{ds} = \int_{V_\Sigma} \operatorname{div} \bar{E}\, dv + \int_S \operatorname{div}_S \bar{E}\, ds + \int_C \operatorname{div}_1 \bar{E}\, dl + \frac{Q_P + Q'_P}{\varepsilon_0} \qquad (13)$$

résulte la divergence généralisée de $\bar{E}$

$$\left\langle \underline{\operatorname{div} \bar{E}}, 1 \right\rangle = \oint_\Sigma \bar{E}\, \overline{ds} = \frac{Q + Q'}{\varepsilon_0} \quad \text{or} \quad \underline{\operatorname{div} \bar{E}} = \frac{Q + Q'}{\varepsilon_0} \qquad (14)$$

relation qui représente la théorème généralisée de Gauss dans l'espace des distributions

4. Conclusions

Dès la relation (14) résultent directement les formes particulières de la théorème de Gauss or, autrement dit, résultent directement les discontinuités de l'intensité du champ électrique sur des sourfaces ou des courbes chargées et la valeur de la $\operatorname{div}_P \bar{E}$, cette formulation contribuant à présenter sous une forme plus unitaire la théorie du champ électromagnetique.

BIBLIOGRAPHIE

1. Schwartz, L.: Méthodes mathématiques pour les sciences physiques, Éditions Herman, Paris, 1965

2. Rădulet, R., Ciric, I.C.: "Generalized functions in the theory of fields" - Revue Roumaine de Scienoes Techniques, tome 16, no. 4, 1971, pages 565 - 593

3. Vladimirov, V.: Ecuaţiile fizicii matematice, Editura stiintifică şi enciclopedică, Bucureşti 1980

4. Titihăzan, M.: "Ecuaţiile lui Maxwell în spaţiul distribuţiilor" - referat de doctorat, 1982

Reçu a la rédaction le 31 Janvier 1983

ASUPRA SURSELOR CIMPULUI ELECTROSTATIC IN SPATIUL DISTRIBUTIILOR

Rezumat

Pornind de la conceptul de distribuţie - densitate volumică de sarcină (distribuită volumic, superficial şi lineic) şi de la noţiunea de divergenţă generalizată, lucrarea prezintă o formă mai generală a teoremei lui Gauss, din care rezultă divergenţele vectorului intensitate de cîmp electric în spaţiul distribuţiilor.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

THE DEPENDENCE OF ADMITTANCE PARAMETERS IN THE HALL GENERATOR FUNCTION OF THE MAGNETIC INDUCTION SENSE

Sora C., Dobre Silvia

1. General considerations

The behaviour of the Hall generator function of the magnetic induction direction presents certain characteristics, specific for electrical conduction in a magnetic field, of great interest mainly for theoretical electrotechnics, not present in other domains. Literature includes few references to this problem [1] . Some results achieved by members of our department are mentioned under [2...5].

Usually the Hall generator equations are written as follows:

$$U_1=Z_{11}I_1+Z_{12}I_2 \qquad U_1=R_{11}(B)I_1+R_{12}(B)I_2$$
$$U_2=Z_{21}I_1+Z_{22}I_2, \text{ respectively } U_2=R_{21}(B)I_1+R_{22}(B)I_2 \qquad (1.1)$$

Adopting the rule of associating reference senses from the receiver to both terminal pairs, we have: $Z_{11} = Z_{1o} = (U_1/I_1)_{I_2} = o$; $Z_{22}=Z_{2o}=(U_2/I_2)_{I_1=o}$; $Z_{12}=(U_1/I_2)_{I_1=o}$ and $Z_{21}=(U_2/I_1)_{I_2=o}$.

The quadripolar parameters of the Hall generator depend clearly on the magnetic induction. While the parameters, Z_{11} and Z_{22}, do not depend on the magnetic induction sense, namely

$$Z_{11}(B) = Z_{11}(-B) \quad \text{and} \quad Z_{22}(B) = Z_{22}(-B) \qquad (1.2)$$

the transfer impedances do depend, in a certain way. Generally $Z_{12}(B)\neq Z_{21}(B)$, but according to the Onsager-Casimir relation, we shall always have

$$Z_{12}(B) = Z_{21}(-B), \quad \text{respectively} \quad Z_{12}(-B)=Z_{21}(B) \qquad (1.3)$$

In the special case, when there is no zero voltage, the antireciprocity conditions hold true

$$Z_{12}(B)= -Z_{21}(B), \text{ respectively } Z_{12}(-B) = -Z_{21}(-B) \qquad (1.4)$$

Literature includes reference to these relations (1.2, 1.3, 1.4), but actually they have not been demonstrated, respectively justified. Some papers [2...5] established a method of systematic analysis. The starting point consists of decomposing the idle running transfer impedances into two components, Z_a and Z_b, Z_a being an even function of B, while Z_b is an odd function, namely

$$Z_a(B) = Z_a(-B) \quad \text{and} \quad Z_b(B) = -Z_b(-B) \qquad (1.5)$$

The demonstration, starts from the local form of the electric conduction law in a magnetic field. With the help of the same general relations we can demonstrate the invariant of the characteristic impedances as related to the magnetic induction sense.

Among the other results we mention the invariant of the product of transfer impedances, $Z_{12}Z_{21}$, as related to the magnetic induction sense [5], respectively

$$Z_{12}(B)\, Z_{21}(B) = Z_{12}(-B)\, Z_{21}(-B) \qquad (1.6)$$

as well as the analysis of the unidirectionality condition for the Hall generator schemes [5].

2. The dependence of the admittance (conductance) parameters on the magnetic induction sense

The Hall generator equations involving the admittance Y, respectively, conductance parameters, are the following:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1+Y_{12}U_2 & I_1 &= G_{11}(B)U_1+G_{12}(B)U_2 \\ I_2 &= Y_{21}U_1+Y_{22}U_2, \text{ respectively} & I_2 &= G_{21}(B)U_1+G_{22}(B)U_2 \end{aligned} \qquad (2.1)$$

implying the corresponding well - known significance.

Considering the dependence of these parameters on the magnetic induction sense, as compared to the results established for the impedance parameters, we may state the following:

The short-circuit admittances Y_{11} and Y_{22} are independent of the magnetic induction direction,

$$Y_{11}(B) = Y_{11}(-B) \quad \text{and} \quad Y_{22}(B) = Y_{22}(-B) \qquad (2.2)$$

while for the transfer admittances in short-circuit

$$Y_{12}(B) = Y_{21}(-B) \quad \text{and} \quad Y_{12}(-B) = Y_{21}(B) \qquad (2.3)$$

representing another form of expressing the Onsager-Casimir relations. The transfer admittances in short-circuit may be decomposed into two components, Y_a and Y_b, satisfying the following

conditions with respect to the magnetic induction sense

$$Y_a(B) = Y_a(-B) \quad \text{and} \quad Y_b(B) = -Y_b(-B) \tag{2.4}$$

The expressions of the transfer admittances in short-circuit function of these components, may result by simple analogy, having the following form

$$Y_{21}(B) = Y_a - Y_b \quad \text{and} \quad Y_{21}(-B) = Y_a + Y_b$$
$$Y_{12}(B) = Y_a + Y_b \qquad Y_{12}(-B) = Y_a - Y_b$$

Yet these relations are not correct. The riguronsly established expressions of these quantities are as follows:

$$Y_{21}(B) = Y_a + Y_b \quad \text{and} \quad Y_{21}(-B) = Y_a - Y_b$$
$$Y_{12}(B) = Y_a - Y_b \qquad Y_{12}(-B) = Y_a + Y_b \tag{2.5}$$

where the component Y_b has a changed sign.

The above mentioned relations (2.2, 2.3 and 2.5) may be demonstrated in a unitary manner starting from the general calculus expressions, established in previous papers without supposing to know the results concerning the impedance parameters. The present paper deals only with the demonstration of invariance for the admittances of a short-circuit, Y_{11} and Y_{22}, with respect to the magnetic induction sense. We also refer to the short-circuit condition of the plate supplied by the terminals 11', for the two senses of magnetic induction, corresponding to the two states of the system (fig.1.a,b). Under these conditions, the general calculus expression is represented as follows

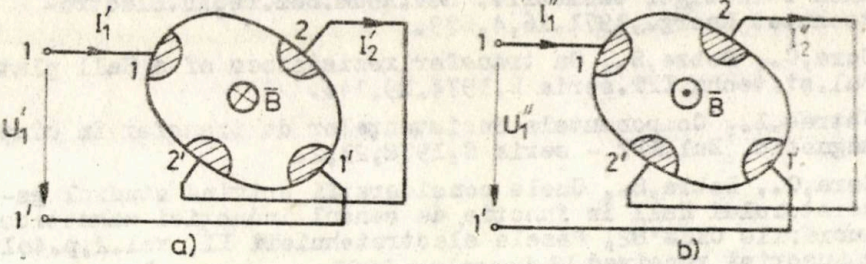


Fig.1

$$\sum_{1}^{n} V'(B)\, I''(-B) = \sum_{1}^{n} V''(-B)\, I(B) \tag{2.6}$$

involving the potentials and currents in the n=4 terminals (electrodes). Consequently we obtain

$$V'_1(B)I''_1(B)+V'_1,(B)I''_1,(-B)+V'_2(B)I''_2(-B)+V'_2,(B)I''_2,(-B)=$$
$$=V''_1(-B)I'_1(B)+V''_1,(-B)I'_1,(B)+V''_2(-B)I'_2(B)+V''_2,(-B)I'_2,(B) \tag{2.7}$$

Taking into consideration the conditions $I_1=-I_1$ and $I_2=-I_2$ and the short-circuit condition ($V_2'-V_2'=V_2''-V_2''=0$), (2.7) results in

$$\frac{V_1'(B)-V_1'(B)}{I_1'(B)} = \frac{V_1''(-B) - V_1'(-B)}{I_1''(-B)}$$

respectively

$$Y_{11}(B) = Y_{11}(-B) \qquad (2.8)$$

the very fact that had to be demonstrated. Similarly we can demonstrate the invariance of the short-circuit admittance Y_{22} with respect to the magnetic induction sense.

Another invariant expression with reference to the magnetic induction sense is the product of transfer admittances in short-circuit

$$Y_{12}(B)\, Y_{21}(B) = Y_{12}(-B)\, Y_{21}(-B) \qquad (2.9)$$

a self evident result if relation 2.5 is taken into consideration.

3. Conclusions

The method established in previous papers to analyse the dependence of the Hall generator quadripolar parameters function of the magnetic induction sense proves to be unitary and general. In the present paper the method proved to be useful for the analysis of the admittance parameters (Y) as well.

BIBLIOGRAPHY

1. Flügge,S., Handbuch der Physik. Bd.XX., Springer, 1957.
2. Şora,C., Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie. Rev.Roum.Sci.Techn.Electrotechn.et Energ.,1971,16,4,679.
3. Sora,C., Dobre,S., On transfer rezistances of a Hall plate. Bul.şt.techn.IPT.seria E,1974,19,14o.
4. Vetres,I., Componentele rezistenţelor de transfer în cîmp magnetic. Bul.IPT - seria E,1978,23,2.
5. Sora,C., Dobre,S., Unele consideraţii privind studiul generatorului Hall în funcţie de sensul inducţiei magnetice. Lucrările CNEE'82, Bazele electrotehnicii II, vol.2,p.4o1.

Manuscript received 12 December,1983.

DEPENDENTA PARAMETRILOR ADMITANTA AI GENERATORULUI HALL, IN FUNCTIE DE SENSUL INDUCTIEI MAGNETICE

(Rezumat)

Lucrarea elaborată se referă la problema mai generală a dependenţei parametrilor cuadripolari ai generatorului Hall şi a altor expresii folosite în studiu, în funcţie de sensul inducţiei magnetice. In acest context în lucrare se analizează problema parametrilor admitanţă.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

UNTERSUCHUNG BEZÜGLICH DES VERHALTENS DES STROMFÜHLERS BEIM MAGNETISCH-OPTISCHEN WANDLER.VERBESSERUNG DER GEOMETRISCHEN ABMESSUNGEN

Tănase M.E.

Die originelle Lösung für den Stromfühler des primären Wandlers eines magnetisch-optischen Stromtransformators besteht aus einem ringförmigen feromagnetischen Stromkreis mit grossem Luftspalt, auf dessen Achse sich der Stromleiter befindet, der von dem zu messenden Strom durchflossen wird [1]. Der Mittelwert des Umwandlungsfaktors und der Liniaritätsfehler sowie der Wert des zu messenden Stroms, hängen ebenfalls von den geometrischen Abmessungen des ringförmigen feromagnetischen Stromkreises ab. Es war deshalb notwendig, jene geometrischen Abmessungswerte zu bestimmen, die zum kleinstmöglichen Liniaritätsfehler und zu einem grösstmöglichen Wert des Umwandlungsmittelfaktors führen. Dieses Problem wird wie folgt gelöst.

1. Bestimmung der optimalen Abmessungen

Von den geometrischen Abmessungen R_i, R_e, L und δ - Abb.1 - sind die letzten zwei vom Kreuzmass des durchsichtig optischen Körpers bestimmt, der zwischen den Punkten A und B befestigt ist, bzw. von den geometrischen Abmessungen des optischen Systems. Daraus erfolgt die Notwendigkeit der Festlegung ihrer optimalen Werte. Indem man

$$G = R_e - R_i \qquad (1)$$

bezeichnet, werden 4 Varianten des Fühlers untersucht, wobei R_i verschiedene Werte aufweist und G konstant bleibt. Für de optimalen Wert des Radius R_i werden noch andere zwei Varianten mit variablem G untersucht.

Die Zahlenergebnisse der 6 Programme werden in [2] detailiert dargelegt und in der Abb.2 graphisch syntetisiert.

Die Untersuchung der in Abb.1a und 1b dargestellten Schaubildern ergibt für beide Messintervallen denselben Minimalwert des Linearitätsfehlers für R_i= o,o8 m. Im Messintervall 5o A - 2oooo A netspricht für $R_{i\ opt.}$= o,o8 m auch ein Maximalwert für $K_{med.}$.

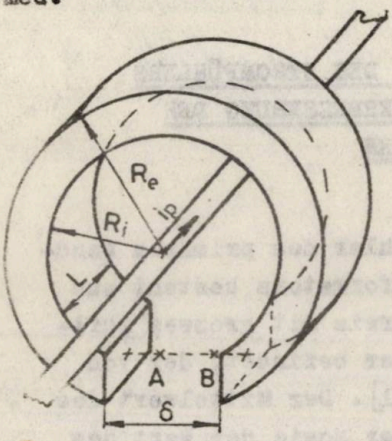


Abb.1.Stromfühler mit ringförmigen feromagnetischem Stromkreis und grossem Luftspalt

Die Abb.2c und 2d stellen ein Minimum für γ_{lim} dar, im Messintervall 5o A - 2oooo A, für G = = o,o5 m; für G = o,o8 m erhält man ein Minimum in der Messpanne 4oo A - 4ooo A. Da in beiden Messintervallen der Maximalwert des Faktors $K_{med.}$ für G =o,o8 m festgelegt wird, wählt man diesen al Optimalwert.

Daraus folgt :

$R_{i\ opt.}$= o,o8 m ; $R_{e\ opt.}$= o,16 m

Eine Stärke G > o,o8 m ist nicht gerechtfertigt, da das Zunehmen des Wertes $K_{med.}$ noch bezeichnend ist im Vergleich zu dem Anwachsen des Linearitätsfehlers [2].

2. <u>Einfluss der Temperaturschwankung der Umwelt und der Magnetostriktion</u>

Unter dem Einfluss der Temperaturschwankungen der Umwelt ändert sich die Umfangslänge des feromagnetischen Stromkreises beachtlicherweise, was zur Änderung des Luftspaltes δ wesentlich beiträgt. Wenn wir die oben bestimmten Optimalwerte in Betracht nehmen, erhalten wir für $\Delta\theta = \pm$ 5o°C gegenüber +2o°C, auf grund der Daten aus (3) wie folgt :

$$R_{med.} = \pm 7{,}3 \cdot 1o^{-5} \text{ m}$$

$$\Delta\delta = \pm 4{,}6 \cdot 1o^{-4} \text{ m}$$

Bei einer numerischen Untersuchung des Einflusses der Luftspaltschwankung auf dem Wert des Faktors $K_{med.}$ und $\gamma_{lin.}$, stellt man fest, dass im Messintervall 5o A - 2oooo A, $\Delta K_{med.} = 1 \cdot 1o^{-4}$ und $\Delta\gamma_{lin.}$= o. Demnach ist der Einfluss der Temperaturschwankung

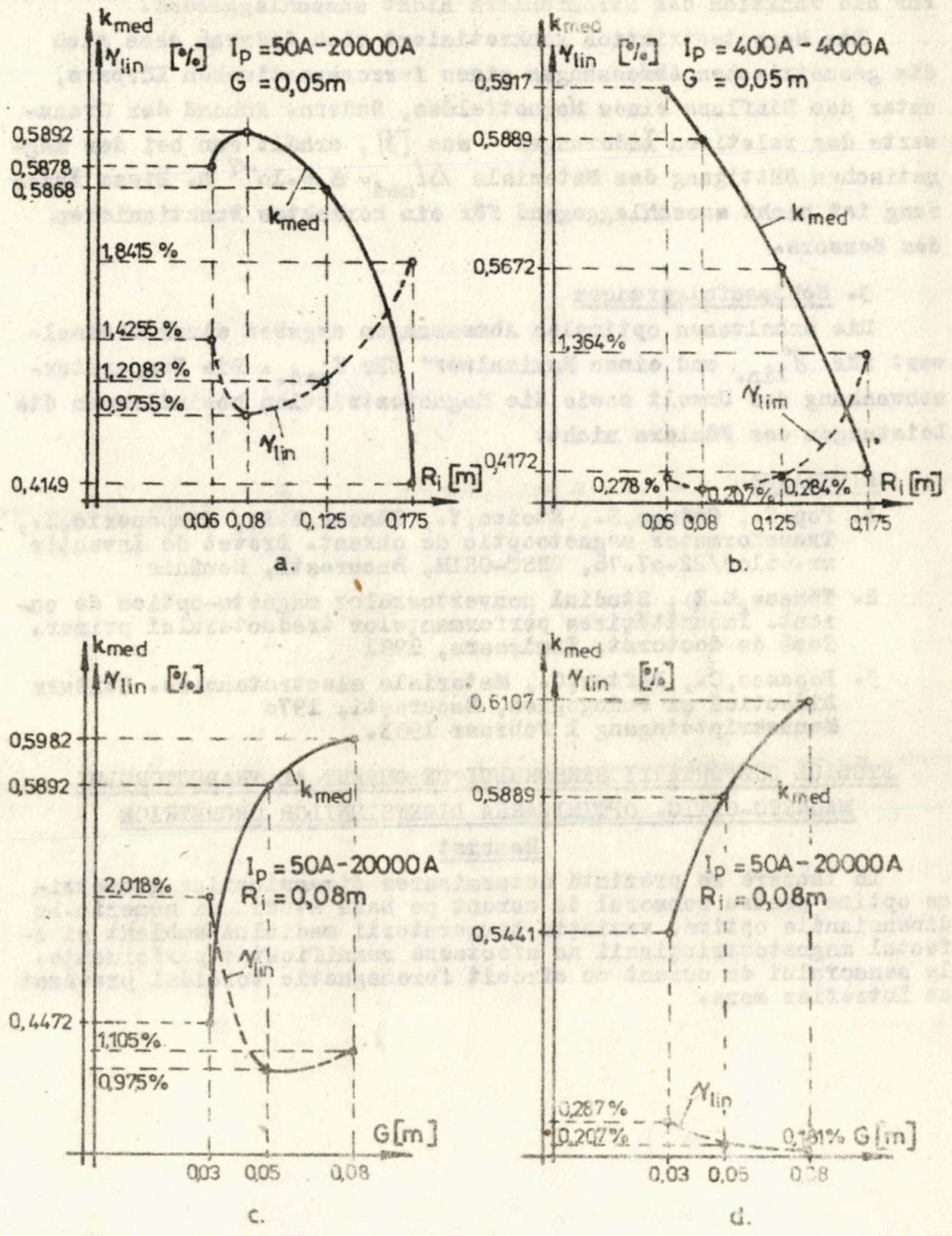


Abb. 2. Die Abhängigkeit für k_{med} und γ_{lin} von dem inneren Radius R_i (a, b) und der Dicke G des ferromagnetischen Kreises (c, d)

für die Funktion des Stromfühlers nicht ausschlaggebend.

Die Magnetostriktion konkretisiert sich dadurch dass sich die geometrischen Abmessungen eines ferromagnetischen Körpers, unter dem Einfluss eines Magnetfeldes, ändern. Anhand der Grenzwerte der relativen Änderungen aus [3], erhält man bei der magnetischen Sättigung des Materials $\Delta l_{med} = 8{,}6 \cdot 10^{-7}$ m. Diese Änderung ist nicht ausschlaggegend für ein korrektes Funktionieren des Sensors.

3. Schlussfolgerungen

Die erhaltenen optimalen Abmessungen ergaben einen Minimalwert für $\gamma_{lin.}$ und einen Maximalwert für $K_{med.}$. Die Temperaturschwankung der Umwelt sowie die Magnetostriktion beeinflussen die Leistungen des Fühlers nicht.

LITERATUR

1. Pop,E., Crişan,S., Stoica,V., Tănase,M.E., Cimponeriu,I., Transformator magnetooptic de curent. Brevet de Invenţie nr.66109/22.07.76, CNST-OSIM, Bucureşti, România

2. Tănase,M.E., Studiul convertoarelor magneto-optice de curent. Îmbunătăţirea performanţelor traductorului primar. Teză de doctorat, Timişoara, 1981

3. Popescu,C., Lefter,C., Materiale electrotehnice. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1970

Manuskripteingang 1 Februar 1983.

STUDIUL COMPORTARII SENSORULUI DE CURENT AL TRADUCTORULUI MAGNETO-OPTIC. OPTIMIZAREA DIMENSIUNILOR GEOMETRICE

Rezumat

In lucrare se prezintă determinarea dimensiunilor geometrice optime pentru sensorul de curent pe baza studiului numeric.La dimensiunile optime, variaţia temperaturii mediului ambiant şi efectul magnetostricţiunii nu afectează semnificativ performanţele sensorului de curent cu circuit feromagnetic toroidal prevăzut cu întrefier mare.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

SEGMENTÄRE POLYNOMFUNKTION 2.GRADES ZUR ANNÄHERUNG DER MAGNETISIERUNGSKURVE

Gherman Gh.

Die numerische Berechnung des Magnetfeldes benötigt eine analytische Annäherung der nichtlinearen Magnetisierungskurve von ferromagnetischen Mitteln. Von den Annäherungskurven auf Teilabschnitten, sind die kubischen Splinefunktionen und die Anpassungssplinefunktionen 3.Grades [1] diejenigen die eine genügende Genauigkeit der Annäherung realisieren und die Kontinuität der Abhängigkeiten $\frac{\partial\mu}{\partial H}(H)$ und $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$ gewährleisten, die aber nicht die Berechnung von H mit einfachen Beziehungen erlauben, wenn der angenäherte Wert von B bekannt ist. Dieser Nachteil wurde in [1] ausgeschaltet, und zwar durch Annäherung der Kurve B(H) mit einer segmentären Polynomfunktion 2.Grades

$$F(H)= a_0H + \sum_{i=1}^{n-1} a_i(H-H_i)_+^2 , \qquad (1)$$

mit $n \geq 2$; n ist die Anzahl der Zahlenwertpaare (H_i,B_i) die experimentell festgestellt wurden und die Kurve B(H) charakterisiert. Das allgemeine Glied der Summe ist verschieden von Null für $H > H_i$.

Die Genauigkeit der Annäherung für die Werte B_i durch $F(H_i)$ wird durch den Anpassungsgrad abgeschätzt [2]

$$\sigma(F) = \sum_{i=2}^{n} \left[\frac{F(H_i)-B_i}{B_i}\right]^2 , \qquad (2)$$

und die Glättung der Funktion F(H) durch den Glättungsgrad [2]

$$\eta(F) = \int_{H_1}^{H_n} [F''(H)]^2 dH. \qquad (3)$$

Die realen Koeffizienten a_0 und a_i der Funktion (1) werden durch Minimisierung der Funktionalen $\sigma(F)+\rho\eta(F)$ bestimmt, wo

$\varrho>0$ ein Belegungskoeffizient ist. Durch Annulierung der partiellen Ableitung der Funktionalen $\sigma(F)+\varrho\eta(F)$ in Funktion von a_o erhält man die Beziehung

$$a_o \sum_{k=2}^{n} \frac{H_k^2}{B_k^2} + \sum_{j=1}^{n-1} a_j \sum_{k=j+1}^{n} \frac{H_k(H_k-H_j)^2}{B_k^2} = \sum_{k=2}^{n} \frac{H_k}{B_k}, \qquad (4)$$

und durch Annulierung der partiellen Ableitungen derselben Funktionalen in Funktion von a_i erhält man die Beziehungen

$$a_o \sum_{k=i+1}^{n} \frac{H_k(H_k-H_i)^2}{B_k^2} + \sum_{j=1}^{i} a_j \left[\sum_{k=i+1}^{n} \frac{(H_k-H_i)^2(H_k-H_j)^2}{B_k^2} + 4\varrho(H_n-H_i) \right] +$$

$$+ \sum_{j=i+1}^{n-1} a_j \left[\sum_{k=j+1}^{n} \frac{(H_k-H_i)^2(H_k-H_j)^2}{B_k^2} + 4\varrho(H_n-H_j) \right] = \sum_{k=i+1}^{n} \frac{(H_k-H_i)^2}{B_k},$$

$(i= 1,2,\ldots,n-1).$ (5)

Die Beziehungen (4,5) bilden ein System von n linearen Gleichungen aus welchen die n realen Koeffizienten aus (1) bestimmt werden können.

Die Annäherungsfunktion (1) wurde innerhalb des iterativen Differenzverfahrens angewendet, welches auf ein Rechtecknetz mit ungleichem Schritt ausgedehnt wurde, um die Verteilung eines Magnetfeldes zu berechnen. Die Zahl der nötigen Wiederholungen, um die Lösung zu erhalten, war um 5% kleiner als im Falle der Annäherung der Kurve B(H) mit Strecken.

LITERATURVERZEICHNIS

1. Gherman Gh., Contribuţii la calculul numeric al cîmpului magnetic cvasistaţionar. Teză de doctorat, I.P.T.V. Timişoara, 1982.

2. Micula Gh., Funcţii spline şi aplicaţii. Editura tehnică, Bucureşti, 1978.
Manuskripteingang 21 März 1983.

FUNCTIE SEGMENTAR POLINOMIALA DE GRADUL 2 DE APROXIMARE A CURBEI DE MAGNETIZARE

Rezumat

In lucrare se prezintă o funcţie segmentar polinomială de gradul 2 de aproximare a curbei de magnetizare neliniară B(H) ce asigură continuitatea dependenţelor $\frac{\partial\mu}{\partial H}(H)$ şi $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$.

Buletinul Stiintific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia"Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ANALYSE DES MODALITES DE CONCEPTION DES MOTEURS SE CARACTERISANT PAR DES GRANDEURS DE DEMARRAGE EXIGEANTES

Novac I.

1. Relations de calcul des paramètres rotoriques nécessaires

Pour obtenir un couple de démarrage élevé la solution consiste, ordinairement, à munir le moteur asynchrone d'un rotor à double cage d'écureuil. Les paramètres principaux propres à la cage de démarrage (a) et à cage de travail (b), rapportés au stator, peuvent être calculés d'une façon tout à fait satisfaisante au moyen des relations:

$$R'_a \cong R'_{cn}\,\frac{1+\alpha}{\alpha}\,, \quad R'_b \cong R'_{cn}(1+\alpha), \quad X'_b \cong X'_{cn}(1+\alpha)^2 \qquad (1)$$

(la reactance X'_a, très faible, a une influence négligéable), où

$$\alpha = R'_b/R'_a\,, \qquad (2)$$

et R'_{cn} et X'_{cn} sont la résistance et la réactance de dispersion équivalentes des cages proprement dites, qu'on considère associées en parallèle, lors d'un glissement nominal s_n. En fonction des paramètres globaux rotoriques R'_{2n} et X'_{2n},

$$R'_{cn} = R'_{2n}-R'_{2e}\,, \quad X'_{cn} = X'_{2n}-X'_{2e}\,, \qquad (3)$$

où R'_{2e} et X'_{2e} sont les paramètres exterieurs, communs aux deux cages d'écureuils ([1],[3]).

Les grandeurs α, R'_{cn} et X'_{cn} dépendent de façon déterminant des paramètres rotoriques de démarrage et, de ce fait, des grandeurs de démarrage $m_p=M_p/M_n$ et $i_p=I_p/I_n$. Les paramètres rotoriques de démarrage s'expriment en fonction de m_p et i_p sous la forme ([2]) :

$$R'_{2p} = \frac{m_p}{i_{2p}^2} \cdot \frac{m_1 (U_{el} \cos \psi_{2n})}{P_m} (1 - s_n), \qquad (4)$$

$$X'_{2p} = \frac{1}{C_1} \left[\sqrt{\left(\frac{i_{2p}}{m_p} \cdot \frac{R'_{2p}}{k_e \cos \psi_{2n}} \right)^2 - R_p^2} - X_1 \right], \qquad (5)$$

ou $i_{2p}=(1,1-1,2)i_p$ est le courrant de démarrage relatif dans le rotor, P_m - la puissance mecanique totale, $k_e = U_{el}/U_1$, $R_p=R_1+C_1R'_{2p}$ les autres notations étant habituelles.

En définissant les paramètres équivalents des cages proprement - dites, qu'on considère associées en parallèle, comme étant

$$R'_{cp} = R'_{2p}-R'_{2e}, \quad X'_{cp} = X'_{2p}-X'_{2e}, \qquad (6)$$

il en résulte qu'il faut nécessairement réaliser les deux cages de façon que :

$$R'_{cn}=R'_{2p} \frac{i_{2p}^2}{m_p} \cdot s_n - R'_{2e}, \quad X'_{cn} = \frac{(R'_{cp}-R'_{cn})^2}{X'_{cp}} + X'_{cp}, \quad \alpha = \frac{X'_{cn} - X'_{cp}}{R'_{cp} - R'_{cn}} \cdot \frac{R'_{cn}}{X'_{cn}}. \qquad (7)$$

L'élaboration du projet du rotor se fait dans les conditions du stator préalablement dimensionné. La succession des calculs de dimensionnement dans cette situation est la suivante: on choisit le nombre d'encoches du rotor Z_2, l'ouverture b_{4r} et la hauteur h_{4r} de leur fente vers l'entrefer, ainsi que le type des cages (a baques séparées, à bagues communes); en fonction de ces conditions on calcule ensuite R'_{2e} et X'_{2e} ; on adopte la valeur du glissement s_n et on choisit les valeurs préalables de k_e et $\cos \psi_{2n}$; avec les relations (4) et (5) on détermine les valeurs nécessaires pour R'_{2p} et X'_{2p} et ensuite, à l'aide des relations (7), les valeurs necessaires pour les grandeurs α, R'_{cn}, X'_{cn}; ces valeurs une fois trouvées, on calcule, avec les relations (1) les paramètres R'_a, R'_b et X'_b. Ceux-ci connus, on détermine les sections de barres nécessaires et les dimensions de l'isthme entre les deux cages. On peut les adopter si les densités du courant:

$$J_a = \frac{\alpha}{s_a(1+\alpha)} \cdot I_{2n} \text{ et } J_b = \frac{1}{s_b(1+\alpha)} \cdot I_{2n} \qquad (8)$$

se trouvent entre les limites admissibles, respectivement si l'induction magnétique dans les dents de la cage de travail (b) ne devient pas inadmissiblement grande; en cas contraire, le calcul

sera repris pour un glissement s_n plus faible.

2. Analyse des conditions de realisation pratique du moteur quand on impose des grandeurs de démarrage exigeantes.

Afin d'obtenir un couple m_p élevé, une première solution consiste à dimensionner le rotor pour un glissement s_n élevé. Dans ces conditions le facteur de puissance se mantien ([2]) comparable a ceux des moteurs d'usage général. La réalisation de la machine avec s_n accru présente cependant le désavantage de conduire à l'augmentation de ses dimensions par rapport à celles des moteurs d'usage general correspondants.

On peut démontrer ([3]) que les dimensions d'un moteur de puissance P_M, à glissement accru et facteur de puissance - respectivement rendement - de valeurs normales, correspond à un moteur ordinaire de puissance:

$$P_M^x \cong \frac{m_p}{m_p^x} \left(\frac{i_{2p}^x}{i_{2p}} \right)^2 \cdot \frac{s_n}{s_n^x} \cdot \frac{1}{\lambda^2} \cdot P_M \,, \qquad (9)$$

où les grandeurs marquées d'un astérisque caractérisent la machine d'usage général de puissance P_M ($\lambda > 1$ représente l'allongement de la machine à s_n accru).

La relation (9) montre que si les grandeurs de démarrage imposée sont particulièrement exigeantes, la puissance de calcul P_M^x, et donc les dimensions du moteur à s_n accru, peuvent connaître des hausses sensibles. Par exemple, lors de l'élaboration d'un moteur de 3 kW et 1000 trs/min, dimensionné pour m_p=3, i_p=4,8 et s_n=0,08, il a résulté qu'il fallait utiliser des dimensions correspondant à un moteur d'usage général de 7,5 kW, les valeurs du rendement et du facteur de puissance étant η_n = 0,8086, $\cos\varphi_n$=0,793.

Une étude effectuée pour plusieurs machines montre que les moteurs asynchrones ayant m_p accru et i_p diminué peuvent être maintenus pratiquement aux dimensions du moteurs correspondant d'usage général, si le moteur est conçu avec un nombre de spires dans le stator N_1 accru et un glissement s_n normal. Dans ces conditions, les paramètres statoriques et rotoriques réduits au stator résultent comme devant avoir des valeurs plus élevées, ce qui entraîne l'amoindrissement de i_p ; pour des facteurs k élevés les paramètres du rotor seront, nécessairement, plus réduits; de ce fait la densité du courant dans le rotor, ainsi que l'induction magnétiques, seront entre les limites admissibles.

Comme pour N_1 accru et s_n réduit les réactances de dispersion

augmentent sensiblement, les moteurs dimensionnés suivant les principes énoncés se caracteriseront par une facteur de puissance de beaucoup amoindri, tout en ayant un rendement comparable à celui du moteur d'usage général correspondant. Les résultats obtenus lors de la réalisation, suivant ces principes, de deux moteurs sont présentés dans le tableau ci-dessous:

P_n(kW)/n (rot/min)	s_n	m_p	i_p	$\cos\varphi_n$	η_n
22/1000	0,031	2,842	3,77	0,783	0,898
15/750	0,033	2,976	3,69	0,671	0,889

3. Conclusions

La réalisation des moteurs à m_p élevé et i_p faible est possible:

a) soit en dimensionnant la machine à s_n accru, ce qui présente le desavantage de conduire à l'augmentation des dimensions du moteur;

c) soit en concevant un moteur avec un s_n réduit et N_1 accru, de mêmes dimensions ou peu élevées par rapport aux moteurs correspondants d'usage général, mais avec un facteur de puissance plus ou moins reduit.

En égard aux nombreux effets nuisibles d'un augmentation des dimensions de la machine, on peut apprécier que la seconde solution est la plus favorable.

BIBLIOGRAPHIE

1. Novac, I., Consideraţii asupra dimensionării motoarelor în dublă colivie, Bul.şt.şi tehn.IPT,tom 25(39),1980.

2. Novac, I., Asupra dimensionării motoarelor în dublă colivie cînd se impun m_p şi i_p, Bul.St.şi tehn.IPT,tom 25(39),1980.

3. Novac, I., Particularităţi ale dimensionării motoarelor asincrone cu m_p mărit şi i_p scăzut, Volumul "Conf.naţională de electrotehnică şi electroenergetică",1982.

4. Richter, R., Maşini electrice, vol.IV,Ed.Tehnică,Bucureşti, 1970.

Reçu à la rédaction le 21 février 1983.

ANALIZA MODALITATILOR DE PROIECTARE A MOTOARELOR ASINCRONE CARACTERIZATE PRIN MARIMI DE PORNIRE PRETENTIOASE

Rezumat

Pornind de la relaţiile care exprimă parametrii rotorici în funcţie de m_p şi i_p, se analizează posibilităţile de realizare a asemenea motoare cu m_p mărit şi i_p scăzut. Concluzia este că trebuie acceptată fie mărirea dimensiunilor faţă de cele ale motorului de uz general corespondent ($\cos\varphi$ menţinîndu-se practic neschimbat), fie micşorarea destul de sensibilă a valorii lui $\cos\varphi$ (în condiţiile menţinerii sau a măririi neesenţiale a dimensiunilor motorului).

Buletinul Stiintific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

THE STATE EQUATIONS OF RECTIFIER-INVERTER FED LINEAR INDUCTON MOTORS

Boldea I.

Abstract

This paper generalizes the transient equations valid for sinusoidal a.c. voltage supply 6 for the case of supplying the armature winding from a controlled-rectifier current-inverter system with position control.Various propulsion and levitation control schemes could be studied with the state equations thus defined.

1. Introduction

The linear inductor motor has been proposed as [1 - 6] propulsion or integrated propulsion-levitation means of newly developed electric vehicle on wheels or magnetically levitated.

Most of the literature in the field is devoted to theoretical and experimental steady state investigations.

The transient behavior of linear inductor motor when used as an integrated propulsion-levitation means, inculding the simultaneous propulsion-levitation control is pertinently studied theoretically in Ref 6 when a 3 phase ideal sinusoidal voltage supplyes the armature winding.

However in practice the armature winding is to be supplied necessarily from a static power converter to provide voltage and frequency control. The present paper extends the analysis of Ref 6 for this case.

2. The state equations

The complete study of linear inductor motor transient ehavior should include the rectifier-inverter system and the airgap variation. The airgap variation is innevitable due to the track irregularities and due to airgap control for levitation.

For the rectifier current inverter scheme scheme shown fig.1

An known equivalent circuit is presented (fig.1 b).

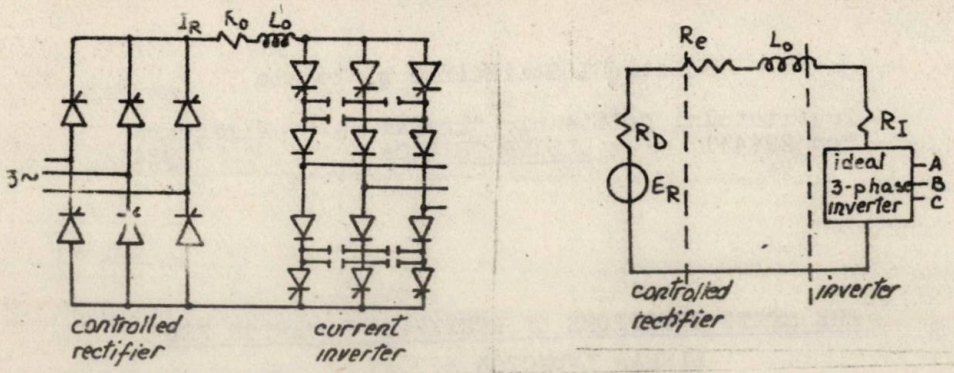


Fig.1. a) Current inverter-rectifier system ;
b) Equivalent scheme.

The phase controlled rectifier is modelled as a controllable d.c. voltage e_R, in series with a resistance R_R. R_o and L_o are the parameters of the filter inductor. Also the inverter is modelled as an ideal inverter in series with a resistance R_1. The commutation delay angle is considered either zero or constant in time.

The output of the ideal inverter is a 120° square wave current The effects of the harmonics of this current could be neglected du ring transients.

To simplify the equations, the effect of the currents induced during the transients, in the secondary segments is still neglected. Also zero saliency is admitted ($l_e = 0$). Considering that the angle between the phase a of armature and the field winding is θ, in a synchronous reference frame the three phase armature winding could be replaced by a single winding (along d axes for example) but displaced by an angle γ whit respect to the field winding (fig.2) such that:

$$\theta + \gamma = \omega_1 t \qquad (1)$$

The equations in d q coordinates could be obtained from those in α B coordinates[7] by a rotation with $\theta + \gamma$:

$$\begin{Vmatrix} V_d^e \\ V_q^e \\ V_F^e \end{Vmatrix} = \begin{matrix} d^e \\ q^e \\ f^e \end{matrix} \begin{Vmatrix} R_1 + pL_1 & \omega_1 L_1 + L_1 \frac{d\gamma}{dt} & \cos\gamma\, pM_F + \omega_m M_F \sin\gamma \\ -\omega_1 L_1 - L_1 \frac{d\gamma}{dt} & R_1 + pL_1 & \sin\gamma\, pM_F - \omega_m M_F \cos\gamma \\ \cos\gamma\, pM_F - M_F \sin\gamma \frac{d\gamma}{dt} & -\sin\gamma\, pM_F + M_F \cos\gamma \frac{d\gamma}{dt} & R_F + pL_F \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_F^e \end{Vmatrix} \qquad (1')$$

It should be noticed that the equations (1) could have been obtained by inspection using fig.2 and observing the pulsational and rotational induced voltages.

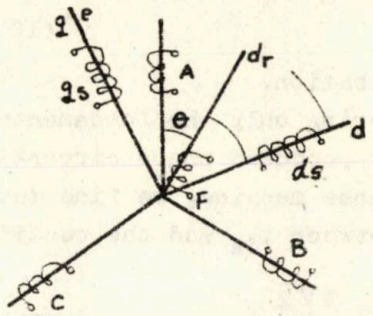


Fig.2. Equivalent scheme in synchronous by rotating axes.

The thrust could be obtained directly from eqn (1), observing that $i^e_{qs} = 0$, by power balance:

$$V^e_d i^e_{ds} = R_1 i^{e\,2}_{ds} + pL_1 i^e_{ds} + i^e_{ds} + i^e_{ds} \cos\gamma\, pM_F i_F + \\ + \omega_m M_F \sin\gamma\, i^e_F i^e_{ds} \qquad (2)$$

Only the last term is responsable for the thrust F_x:

$$F_x = \frac{\eta}{\tau} M_F i^e_F i^e_{ds} \sin\gamma \qquad (3)$$

Now admitting that the airgap g_o varies in eqn (2) we obtain:

$$V^e_d i^e_{ds} = R_1 (i^e_{ds})^2 + (i^e_{ds})^2 \frac{L_1}{g_o} \frac{dg_o}{dt} + i^e_{ds} L_1 \frac{di^e_{ds}}{dt} +$$

$$+ i^e_{ds} \cos\gamma\, i^e_F \frac{\partial M_F}{\partial g_o} \frac{dg_o}{dt} + i^e_{ds} \cos\gamma\, M_F \frac{di_F}{dt} + \omega_m M_F i^e_F i^e_{ds} \sin\gamma \qquad (4)$$

The second and the forth terms contain the airgap time derivative and are responsable for one component of the normal (atraction force) F_{na}:

$$F_{na} = (i^{e\,2}_{ds} \frac{\partial L_1}{\partial g_o} + i^e_{ds} i_F \frac{\partial M_F}{\partial g_o} \cos\gamma) \qquad (5)$$

The other component, F_{np}, of normal force is similarly obtained from the excitation circuit equation :

$$F_{np} = (i^e_{ds} i^e_F \frac{\partial M_F}{\partial g_o} \cos\gamma + (i^e_F)^2 \frac{\partial L_F}{\partial g_o}) \qquad (6)$$

Finally the thrird and the fifth terms in eqn (4) represent the magnetic stored energy time variation.

Thus the motion equations along the two directions are:

$$m_f \frac{\eta}{\tau} \frac{d\omega_m}{dt} = F_x - F_d \qquad (7)$$

$$m_v g_o = -(F_{nF} + F_{na}) + m\, g_g - \Delta f_{ne} \qquad (8)$$

g_g - the universal acceleration.

Equation (8) is valid with no additional suspension system when m_1 is the part of vehicle weight lifted by the motor. In the presence of an additional mechanical suspension (fig.3) system two more equations are added and eqn (8) writes:

$$m_e = m_1 + M_1$$

$$m_1 g_o = (m_1 + M_1) g_o - K.(g_o - g_{oo} - z) - f(g_o - \dot{z}) - (F_{nq} + F_{np}) - \Delta F_{ne} \qquad (9)$$

$$M_1 g_o = K(g_o - g_{oo} - z) + f(g_o - \dot{z}) \qquad (10)$$

ΔF_{ne} - external vertical force perturbation.

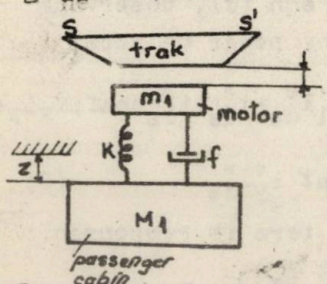


Fig.3. Mechanical suspension.

Now considering only the fundamental of the inverter produced phase currents in the three phase machine, we find that the relation between i_{ds} and the rectifier current is :

$$i_{ds} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_R \qquad (11)$$

The power balance in the inverter provides (bedides eqn (11)) the relation between the inverter voltage V_I and V_{ds} :

$$V_{ds} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} V_I \qquad (12)$$

with V_I (fig.2):

$$V_I = V_R - (R_R + R_I + R_o) I_R - L_o \frac{di_R}{dt} \qquad (13)$$

But now if we consider the rectifier voltage V_R as a function of the firing angle α_R of the phase delay rectifier we have, as known :

$$V_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_s \cos\alpha_R \qquad (14)$$

Replacing (14),(11),(12) in (13) we obtain:

$$V^e_{ds} = E_s \cos\alpha_R - R'_e i^e_{ds} - L'_e \frac{di^e_{ds}}{dt} \qquad (15)$$

$$R'_o = \frac{\pi^2}{18} (R_R + R_I + R_o) \qquad (16)$$

$$L' = \frac{\pi^2}{18} L_e \qquad (17)$$

As stated above $i^e_{qs} = 0$ but still the voltage V^e_{qs} could be calculated though in reality its winding is no more existent.

For steady state the time derivatives are zero:

$$\frac{dg_o}{dt} = \frac{dz}{dt} = 0$$

Thus the steady state values of i^e_{dso}, i^e_{Fe}, V^e_{ds} and δ_o could be calculated if $\alpha_R = \alpha R_o$, $\omega_m = \omega_{me}$, $V_F = V_{Fo}$ and $F_d = F_{do}$, from the equations:

$$V^e_{dso} = R_1 I^e_{dso} + \omega_{mo} M_{F_e} \sin \gamma_o I_{Fo}$$

$$V^e_{Fo} = R_F I^e_{Fo}$$

$$F_{do} = \frac{\tilde{l}'}{\tilde{\zeta}} M_{Fo} I^e_{Fo} I^e_{dso} \sin \gamma_o \qquad (18)$$

$$V^e_{dso} = E_s \cos \gamma_o - R'_o I^e_{dso}$$

It is now possible to apply the theory of small deviations to derive the state equations of the motor when used as an integrated propulsion levitation system:(eqn.(19)).

In the matrix of eqn (19) it should be noticed that $\Delta\gamma$ - the variation of internal angle - is either zero or an imposed function of the other variables.

In practice γ could be kept constant ($\Delta\gamma = 0$) by special position transducers or varied electronically according to needs.

The state equations evolving from (19) could be written as:

$$p \| X \| = A \| X \| + \| U \| \qquad (20$$

whith $\| A \|$, $\| U \|$ and $\| X \|$ easily identifiable from (19).

These equations could be used to study many propulsion and or levitation control strategies. It is only necessary to add the controller (compensator) equations.

It is expected that a simultaneons control of propulsion and levitation stability is necessary for an optimal use of linear inductor motor as a propulsion-levitation means.

However when used only as a propulsion means the airgap g_o could be considered either constant or variable according to known track irregularities.

3. Conclusion

In the present paper we have modelled both the rectifier-current inverter static power converter and the linear inductor such that to define the state equations of the system by using the small perturbation theory.

Inductor filter parameters, airgap, drag and vertical force perturbations are all accounted for.

It is hoped that the model thus developed will help in the propulsion or integrated propulsion-levitation control strategies design, development and investigation.

$-\Delta\alpha_R E_s \cdot \sin\alpha_R$	$(R_1+R_o')+(L_{1o}+L_o')p$	$\omega_{mo}M_{Fe}\sin\gamma_o + \cos\gamma_o M_{Fo}p$	$M_{Fo}I_{Fo}\sin\gamma_e$	$(I_{dso}\frac{\partial L_1}{\partial g_o} + \cos\gamma_o I_{Fo}\frac{\partial M_F}{\gamma g_e})p + \omega_{mo}\frac{\partial M_F}{\partial g_o}I_{Fo}\cos\gamma_o$	0	0	0	$\omega_{me}M_{Fe}\cdot I_{Fo}\cdot\cos\gamma_o$	Δi_{ds}
ΔV_F	$\cos\gamma_o M_{Fo}p$	R_F+L_Fp	0	$(\cos\gamma_o I_{dso}\cdot\frac{\partial M_F}{\partial g_o} + I_{Fo}\frac{\partial L_F}{\partial g_o})p$	0	0	0	$-M_F\cdot\sin\gamma_o\cdot I_{dso}p$	Δi_F
ΔF_d	$\frac{\tilde{\pi}}{\tau}M_{Fo}I_{Fo}\sin\gamma_o$	$\frac{\tilde{\pi}}{\tau}M_{Fo}I_{dso}\sin\gamma_o$	$-(m_1+M_1)\frac{\tau}{\tilde{\pi}}p$	$\frac{\tilde{\pi}\partial M_F}{\tau\partial g_o}I_{F_e}I_{dso}\cdot\sin\gamma_o$	0	0	0	$\frac{\tilde{\pi}}{\tau}M_{Fo}\cdot I_{Fo}I_{dso}\cdot\cos\gamma_o$	$\Delta\omega_m$
0	0	0	0	$-p$	1	0	0	0	$\Delta\theta$
F_{ne}	$I_{dso}\frac{\partial L_1}{\partial g_o}+I_{Fo}\cos\gamma_o\cdot\frac{\partial M_F}{\partial g_o}$	$I_{dso}\frac{\partial M_F}{\partial g_e}\cos\gamma_o + I_{Fo}\frac{\partial L_F}{\partial g_o}$	0	$-K$	$-m_1p-f$	K	f	$-I_{dso}I_{Fe}\cdot\sin\gamma_o\frac{\partial M_F}{\partial g_o}$	θ'
0	0	0	0	0	$-p$	$-p$	1	0	Δz
0	0	0	0	K	f	$-K$	$-f-M_1p$	0	z'
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\Delta\gamma$

REFERENCES

1. Rummich, E., "Linear synchronous machines. Theory and construction", Bul.ASE,vol.23,1972,p.1338-1344.

2. Haller, T.R. and Wiskler, W.R., "A comparison of linear induction and linear synchronous motors for high speed transportation". IEEE Trans. [illegible].MAG-14,No.5,924-926, 1978.

3. Boldea, I. and Nasar, S.A., "Linear synchronous homopolar motor-design procedure for propulsion and levitation",EME, vol.4, N.2-3, 1979, p.125-136.

4. Boldea, I., "An experimental study of LSHM (in english) Bull. Sc.techn.of Polytechnical institute of Timişoara, Romania, No.2, 1978.

5. Rentmeister, M., "Comparison between asynchronous and synchronous linear motors of short stator construction", International Conf.on electric machines, (L3/5), Brussels, Belgium, 1979.

6. Zawawi, A.El., Baudon, Y., Tvanes, M., Dynamic analysis of an electromagnetically levitated vehicle using linear synchronous motors, EME, vol.6, No.2, 1981, p.129-141.

7. Levi, E., Preliminary design studies of iron-cored synchronously operating linear motor, Polytehnical Institute of Brooklyn, Report No.76/005, 1976 DOS OR D WASHINGTON DC.

8. Boldea, I. and Nasar, S.A., Field winding drag and normal forces of linear synchronous homopolar motors, EME, vol.2, No.2, 1978, p.253-268.

9. Lorenzen, H. and Wild, W., "The synchronous linear motor (in german) Internal Report : Technical University of Munnich, 1976.

10. Boldea, I., Thrust and normal force pulsations of current-inverter fed linear inductor motors., EME, 1982, vol.7. No.2.

11. Ooi, B.I., Homopolar linear synchronous motor dynamic equivalents, IEEE Trans MAG, 13, No.5, 1977, p.1244-1246.

12. Dawson, G.E. and Unteregelsbacher, E., A transverse laminated linear synchronous homopolar machine, IEEE paper CH 1575-0/80/0000-0270).

13. Slemon, G.R. and Bhatia, R.P., Field analysis of the linear homopolar synchronous motor, submitted for publication in EME, 1982.

14. Slemon, G.R., A homopolar linear synchronous motor, International Conf.on electric machines. Brussells, Belgium, 1978.

15. Turton, R.A. and Slemon, G.R., Stability of synchronous supplied from current source inverter, IEEE Trans.vol. PAS-98, No.1, 1979, p.181-186.

16. Boldea, I. and Păpuşoiu, Gh., Brushless linear inductor motor - an experimental study (in romanian) Jubiliary Scientific Session nov.1981, Craiova, Romania. Manuscript received September 10,1982.

ECUATIILE DE STARE ALE MOTORULUI LINIAR SINCRON HOMOPOLAR ALIMENTAT PRIN REDRESOR-INVERTOR

Rezumat

Lucrarea de faţă generalizează ecuaţiile motorului liniar sincron homopolar la alimentare sinusoidală simetrică pentru cazul alimentării armăturii trifazate de la un sistem redresor controlat-invertor de curent cu comandă de la traductor de poziţie.

Maşinile liniare sincrone homopolare au fost propuse ca mijloace de propulsie respectiv de propulsie şi levitaţie a vehiculelor electrice urbane pe roţi şi respectiv interurbane pe pernă magnetică.

Pentru a concepe şi determina performanţele diferitelor sisteme de control a propulsiei şi levitaţiei magnetice trebuie cunoscute ecuaţiile de stare complete ale maşinii.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ELECTROCULTOR

Babescu M.

1. Generalităţi

Actuala criză economică mondială, reprezentată în mod deosebit de criza energetică, pune tehnicii o seamă de probleme dificile care trebuiesc rezolvate în următorii 3o-4o de ani, perioadă în care se estimează epuizarea rezervelor mondiale de petrol.

Agricultura şi transporturile sînt astăzi total dependente de petrol şi este necesar ca în viitor şi acester domenii, să li se ofere surse noi de energie.

Din acest motiv în lucrările agricole din sere şi grădini se poate lua în considerare folosirea energiei electrice obţinută, în viitor, şi din energie nucleară şi deci fără pericol de a fi epuizată într-un viitor imediat.

Combina agricolă denumită ELECTROCULTOR rezolvă tocmai această problemă oferind posibilitatea efectuării unor lucrări agricole complexe, folosind o acţionare electrică cu motor asincron trifazat alimentat de la reţea.

2. Electrocultor - descriere tehnică.

2.1. Motorul electric.

S-a ales un motor electric trifazat asincron care se alimentează direct de la reţeaua de energie electrică de tensiune 22o/38o V. Orice alt tip de motor (de curent continuu, sincron, etc) ar fi complicat inutil sistemul de alimentare şi ar fi micşorat gradul de fiabilitate al sistemului.

Faţă de motorul Diesel, caracteristica mecanică a motorului asincron este mult mai avantajoasă oferind o supraîncărcare de aprox. 1%3 (fig.1).

Puterea nominală a motorului electric este de 3 kW, ceea ce la un randament global de 8o % şi la o viteză de înaintare de 1 m/s, dă o forţă utilă:

$$F = \frac{P \cdot \eta}{V} = \frac{3000 \cdot 0,8}{1} = 2400 \text{ N} \qquad (1)$$

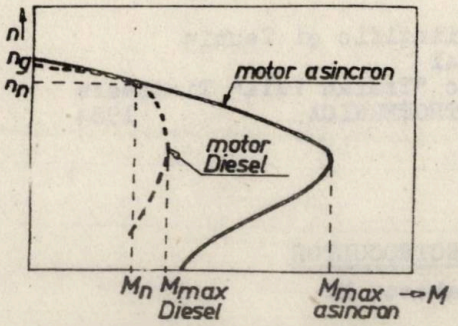


Fig.1.Caracteristicile mecanice la motorul asincron şi la motorul Diesel.

La această forţă (F_u = 2400 N) de tracţiune, pentru o rezistenţă a solului cuprinsă între 4-8 N/cm^2, rezultă secţiunea brazdei:

$$S = \frac{F_u}{4 \div 8} = 600 \div 300 \text{ cm}^2 \qquad (2)$$

adică la o lăţime de 15 cm electrocultorul poate executa arături cu adîncimea cuprinsă în intervalul 20÷40 cm.

2.2. Transmisia

Între motorul electric şi roţile motoare se află un ambreiaj conic cu fricţiune şi un reductor cu roţi dinţate cu care se realizează o viteză de înaintare de 1 m/s la 1500 rpm la motorul electric. Există posibilitatea deplasării în două sensuri prin cuplarea potrivită a roţilor dinţate. Pe lîngă antrenarea roţilor se acţionează şi masa de tăiere cînd electrocultorul funcţionează ca şi electrocositoare.

2.3. Sistemul de alimentare cu energie electrică

Punerea sub tensiune a motorului electric se face printr-un cablu flexibil trifazat înfăşurat pe un tambur. Tamburul poate pivota în jurul unui ax şi astfel la capătul porţiunii de arat (sau de cosit) electrocultorul se poate roti independent de tambur. Pe acelaşi tambur este înfăşurat în sens invers încă un cablu (cablu fals sau fără tensiune) care face astfel posibilă o rulare (respectiv derulare) a cablului de alimentare pe măsură ce electrocultorul înaintează (fig.2).

Pe lăţime deplasarea se asigură prin două suporturi de sîrmă puse la cele două capete ale parcelei.

Aşadar, pentru a ara o porţiune dreptunghiulară nu este nevoie să se intervină cu nici o modificare la sistemul de alimentare, care în acest mod este flexibil,simplu şi sigur.

Lungimea cablului este de 50 m.

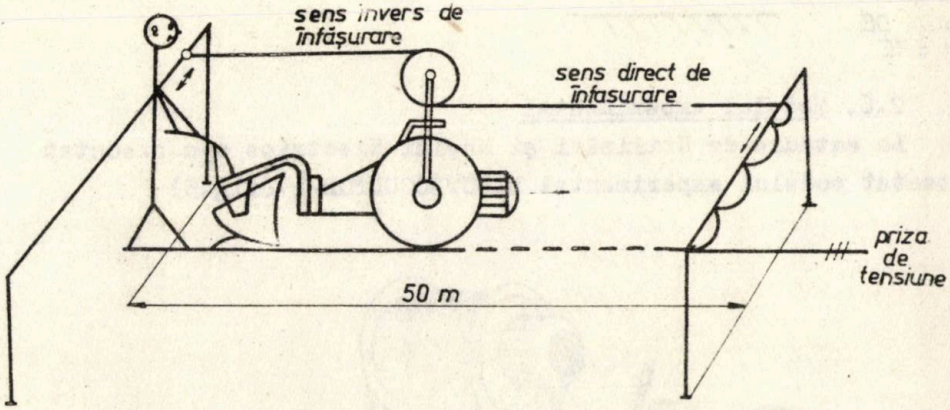


Fig.2. Sistemul de alimentare cu energie electrică.

2.4. Electrocultorul - plug

Pentru arat electrocultorul are un plug reversibil montat ca în fig.3.

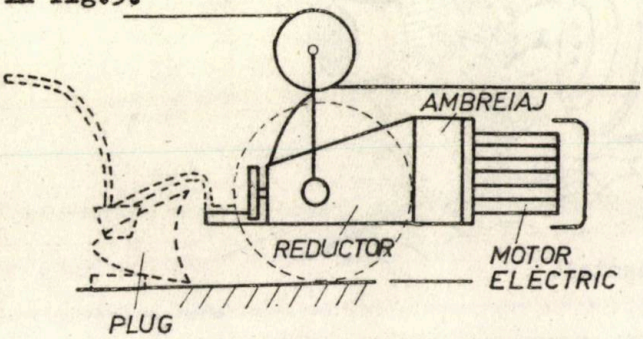


Fig.3. Pregătirea electrocultorului pentru arat.

Subansamblele desenate punctat se folosesc numai la arat iar cele cu line plină sînt permanente.

2.5. Electrocultorul - cositoare

Pentru cosit electrocultorul are prinsă în partea din față o masă de tăiere acționată (fig.4) de la roata 1 cuplată mecanic, prin intermediul reductorului, cu motorul electric de acționare. Lățimea de cosit este de 1,5 m.

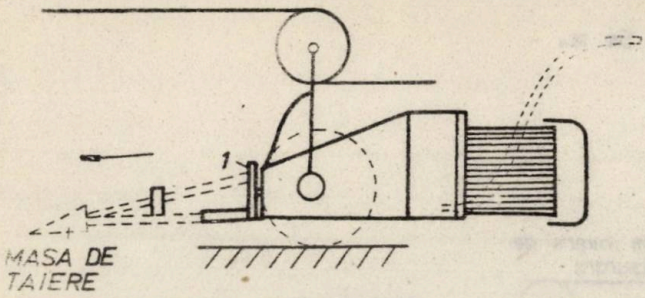


Fig.4. Pregătirea electrocultorului pentru cosit.

2.6. Modelul experimental

La catedra de Utilizări şi Maşini Electrice s-a executat şi testat modelul experimental ELECTROCULTOR-1 (fig.5)

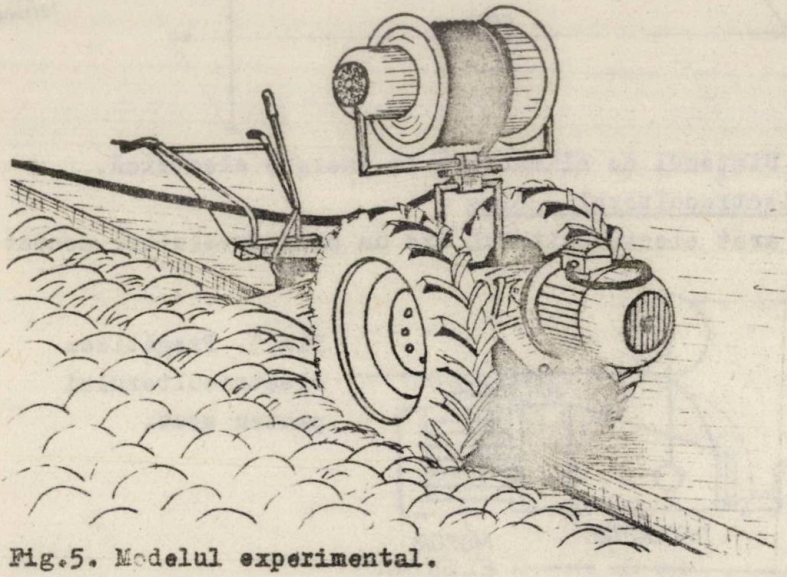


Fig.5. Modelul experimental.

3. Concluzii

Realizarea şi testarea modelului experimental - Electrocultor 1 - demonstrează posibilitatea practică de folosire la lucrările agrigole şi a microcombineler acţionate electric.

Primită la redacţie la 1 noiembrie 1983.

ELEKTROKULTIVATOR

Zusammenfassung

Das "Elektrokultivator" genannte aggregat führt einige komplexe landwirtschaftliche arbeiten aus der antrieb wird mit einem oreiphasenasynchron motor realisiert.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ARTEN DER AUFSTELLUNG VON PROGRAMMEN FUR DIE STEUERUNG DER ELEKTROAUSRUSTUNG MIT HILFE DER PROGRAMMIERTEN LOGIK

I. Teil

Vasilievici Al., Fântână N.L.

1. Einführung

Nach der Auswahl der diskreten Elemente zur Ausführung einer Schaltung für die Steuerung elektrischer Apparatur muss ein Arbeitsprogramm aufgestellt werden. Dieses Programm entsteht durch das Aneinanderreihen der elektronischen Elemente, unter Verwendung der kablierten Logik oder durch die Verwendung eines elektronischen Speichers - programmierte Logik./1/

Durch die Verwendund der programmierten Logik erreicht man eine grosse Flexibilität im Aufbau der Steuerungselektronik. Die Elemente der programmierten Logik ermöglichen eine bedeutende Erleichterung in der Projektierung und Ausführung der optimalen Funktionen, durch das Aufstellen eines korrekten Algorhythmus bzw. Programms. /2/

2. Das Aufstellen der Programme fur elektrische Schaltungen

Die Programmierung ist bedingt durch :

a) die funktionelle Beschreibung der Installation;

b) Art der Programmierung.

Die funktionelle Beschreibung der schon bestehenden Installationen geschieht durch eine mündliche Beschreibung und durch elektrische Schaltkreise (mit Kontakten und logischen Symbolen); zugefügt werden noch Zeitdiagramme, Organigramme, Zustandsdiagramme usw.

Die gewählte Programmiermöglichkeit hängt vom Hard und Soft der Instalation ab. Einige Installationen ermöglichen eine direkte Verwendung, durch Kontaktsymbole und Verzweigun-

gen usw. der koneventionellen elektrischen Schaltungen, die in einem Speicher aufbewahrt werden und von dort direkt abberufbar sind.

Meistens werden aber verschiedene Programmsprachen verwendet. Entweder verwendet man die Aufbausprache des Mikroprozessors (1,4 oder 8 Bit) oder man verwendet eine evoluierte Sprache (bedingt durch den vorhandenen Interpreter). Einige Sprachen ermöglichen die direkte Beschreibung der kablierten Logik, andere wieder verwenden die Diagrammzustände.

3. Die Programmierung nach elektrischen Schaltungen mit Kontakten

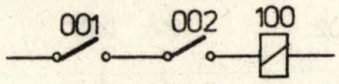
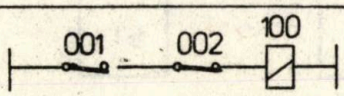
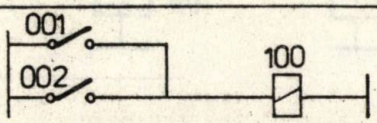
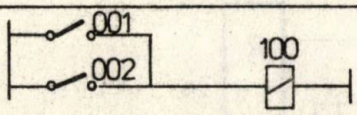
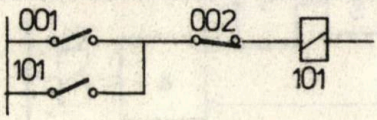
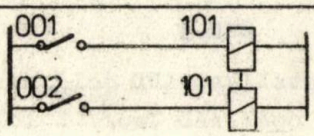
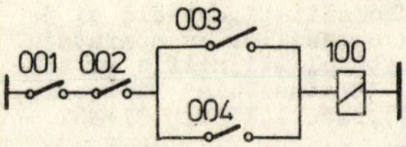
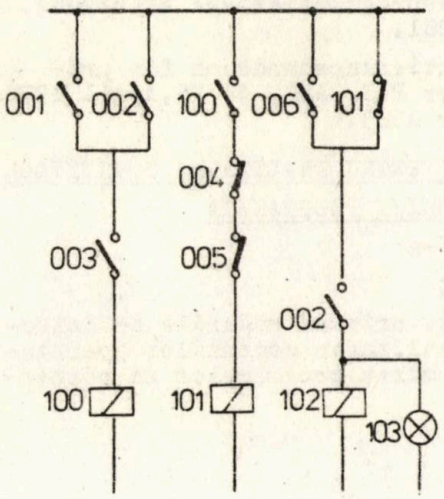
Schaltkreise mit elektrischen Kontakten ermöglichen das Zustandekommen oder die Unterbrechung eines Informationsaustausches zwischen zwei Punkten, verwendet werden die binären Werte 0 oder 1 der Steuerungssignale. Aus diesem Grund verwendet man zur Aufstellung der Programme die logischen Operationen AND, OR, NOT, deren Kombinationen und logische Gleichungen die Beschreibung der Schaltkreise ermöglichen. Die logischen Gleichungen halten die funktionelle Verbindung zwischen den Eingangs - und Ausgangswerten aufrecht. Allgemein werden zwei Arten von logischen Gleichungen verwendet:
a) ohne die variablen Ausgangswerte (z.B. $A.B.\bar{C}=D$) zu speichern;
b) durch Speicherung der Ausgangswerte (z.B. A.B =SET D); C = RESET D). In der Tabelle 1 werden einige Beispiele angegeben. Die Durchsteuerung eines Ausgangs wird durch ON nur programmbedingt (aus der logischen Gleichung) aufrechterhalten.

Um die Ausgangswerte zu speichern, verwendet man den Selbsterhaltungszustand, /5/ aus der Tabelle 1 oder SET Bistabil, RESET, /6/. Unter Umständen verwendet man die Speicherung zwischenfunktioneller Zustände (STO). Eine solche Speicherung verwendet man z.B. nach OR oder AND, /7/, Tabelle 1, bei Parallelschaltungen mit mehreren Kontakten.

Mit diesen Regeln können komplizierte Schaltkreise aufgestellt werden, /8/, Tabelle 1.

4. Die Programmierung elektrischer Schaltungen durch logische Symbole

Einfache elektrische Schaltungen /1/-/4/ Tabelle 1, können durch logische Symbole dargestellt werden (Abb.1). Die Funktionen SET, RESET werden durch Bistabile hergestellt, Abb.2 und 3.

Nr. crt	Schema electrică cu contacte	Ecuațiile logice	Program
1		oo1.oo2= loo	AND oo1 AND oo2 ON loo
2		$\overline{oo1}.\overline{oo2}$ = loo	AND NOT oo1 AND NOT oo2 ON loo
3		oo1+oo2 = loo	OR oo1 OR oo2 ON loo
4		$\overline{oo1}+\overline{oo2}$ = loo	OR NOT oo1 OR NOT oo2 ON loo
5		(oo1+lo1).$\overline{oo2}$=lo1	OR oo1 OR lo1 AND NOT oo2 ON lo1
6		oo1=SET(lo1) oo2=RESET(lo1)	OR oo1 SET lo1 OR oo2 RESET lo1
7		oo1oo2.(oo3+ oo4)= loo	AND oo1 AND oo2 ON 7o1 (STO) OR oo3 OR oo4 AND 7o1 (STO) ON lo1
		(oo1+oo2).oo3=loo loo.$\overline{oo4}.\overline{oo5}$=lo1 (oo6+lo1).oo2 = lo2 (oo6+$\overline{lo1}$).oo2=lo3	OR oo1 OR oo2 AND oo3 ON loo AND loo AND NOT oo4 AND NOT oo5 ON lo1 OR oo6 OR NOT lo1 AND oo2 ON lo2 ON lo3

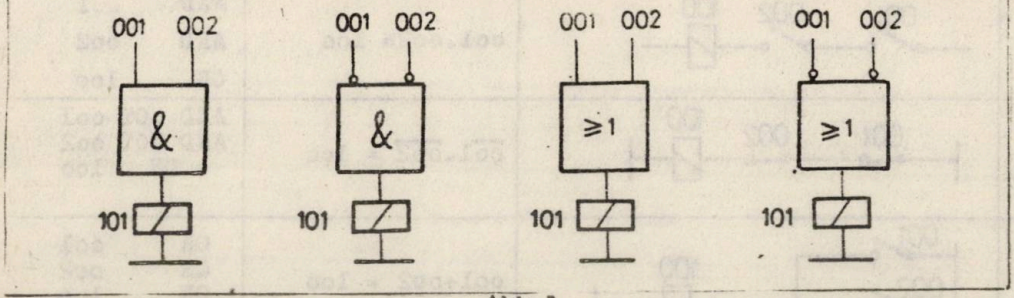


Abb.1

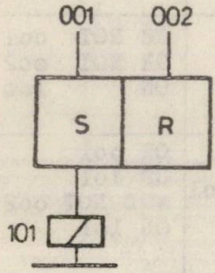


Abb.2

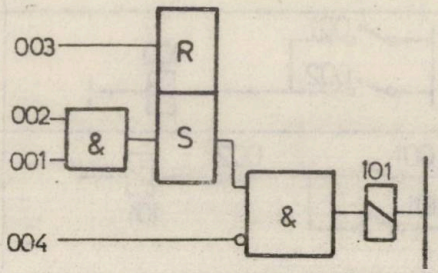


Abb.3

Für Abb.3 kann man folgendes Programm aufstellen: AND oo1//AND oo2//SET 7oo//AND oo3//RESET 7oo//AND NOT oo4//AND 7oo//ON 1o1.

Bibliografie

1. Vasilievici Al.,Fântână N.L.,"Modalităţi actuale şi de perspectivă privind realizarea comenzilor cu aparatajul electric de joasă tensiune"Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timişoara, Seria Electrotehnică,tom 25(39),fasc.1,198o,p.81-86.

2. Vasilievici Al.,Fântână N.L.,"Realizarea funcţiilor de comandă ale aparatelor electrice folosind tehnice numerice" Conferinţa Naţională de electrotehnică şi electroenergetică, Timişoara,17-18 IX.1982,vol.9.p.213-223.

3. *** Fanalog PC 12-Speicherprogrammierbare Steuerung, Metzenauer & Jung G.MBH, 1981.

4. *** AEG-Telefunken-Projektierungshandbuch für programmierbare Steuerungen Typ PSE, AEG, S4 V5,April 1978.

Manuskripteingang 21.Januar 1983.

MODURI DE INTOCMIRE A PROGRAMELOR PENTRU REALIZAREA COMENZILOR APARATAJULUI ELECTRIC UTILIZIND LOGICA PROGRAMATA

Partea I-a

Rezumat

Lucrarea tratează unele aspecte privind modurile de întocmire a programelor sursă, pentru realizarea comenzilor aparatajului electric atunci cînd la întocmirea programelor se porneşte de la schemele electrice.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ARTEN DER AUFSTELLUNG VON PROGRAMMEN FÜR DIE STEUERUNG DER ELEKTROAUSRÜSTUNG MIT HILFE DER PROGRAMMIERTEN LOGIK

II. Teil

Vasilievici Al., Fântână N.L.

1. Einführung

Im ersten Teil dieser Studie wurden einige Möglichkeiten der elektrischen Schaltkreise für elektrische Apparatur untersucht und die Möglichkeiten der funktionellen Beschreibung und Programmierung dargestellt. Zur Sprache kamen bekannte elektrische Schaltkreise, anhand deren die programmierte Logik erläutert wurde. Bei der Projektierung neuer Steuerungsinstallationen durch programmierte Logik werden andere Möglichkeiten ausgewertet /1/. In den meisten Fällen werden die Zustandsdiagramme bevorzugt, und deshalb werden solche weiter unten beschrieben, desgleichen werden Programmaufstellungen in dazu geeigneten Sprachen erläutert.

2. Zustandsdiagramme

Zustandsdiagramme (Schritt für Schritt, Nachtakt), Diagramme mit Reihenfolge der Arbeitsphasen oder Funktionsdiagramme beschreiben die sequentielle Reihenfolge eines Prozesses durch das Aneinanderreihen von Zuständen, Schaltungen und Arbeitsmöglichkeiten, durch die ein Arbeitsvorgang entsteht. Den momentanen Zustand eines Systems im Verhältnis zu den Ein- und Ausgängen nennt man "Zustand" (Phase).

Ein Zustand kann einen Steuerungsbefehl auslösen, der in der aktiven Zeit des Zustands erscheint. Das Übergehen in eine neue Phase ist bedingt durch eine "Übergangsphase", die durch eine logische Gleichung ausgedrückt werden kann und von der vorhergehender Phase abhängig ist. In einer Phasenreihe kann immer nur eine Phase aktiv sein. In der Abb.1 ist das Beispiel eines Zustandsdiagramms gegeben, das sequentielle Befehle nach

nem klaren Algorhythmus beschreibt und bei der Aufstellung logischer Programme verwendet wird.

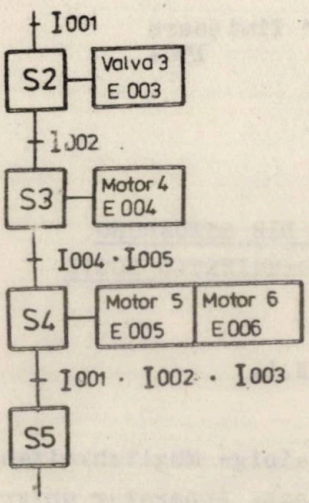


Abb.1.

3. Programmierung, ausgehend vom Zustandsdiagramm.

Die Programmierung kann in der Sprache des Mikroprozessors erfolgen; verwendet man eine spezialisierte Sprache, benötigt man auch den dazugehörenden Rechner. In diesem Falle wird die Programmierung durch Zustandsdiagramme wesentlich erleichtert.

Verwendete Sprachen sind PROLOL-I.P.A., STEP 5-SIEMENS, PSE-AEG usw. Neben logischen Operationen und Angleichungen usw. verwenden einige von ihnen arithmetische Operationen (+, -, x, :), Zähl - und Temporisierungsoperationen, Vergleichsoperation (=, >, <, ≥, ≤) usw, dadurch werden Mikroinstruktionen, die einzelne Funktionen definieren, ermöglicht und können durch die Benennung und durch das Angeben der Eingangs- und der Ausgangsdaten Verwendung finden.

In Tabelle 1 werden Instruktionen beschrieben für das Beispiel aus Abb.1 in der Sprache PROLOL (I.P.A.) /2/ und PSE (AEG) /3/.

Tabelle 1

PROLOL	PSE	Kommentar
.....	SE oo	.....
AND Iool	= ool	
STC Moo2	ST oo2	Zustand 2;Annulierung des Zustands 1
STO E oo3	=S oo3	Befehlklappe 3
LD M oo2	SE oo3	Übergangsbedingung 2 zu 3
AND Ioo2	= E oo2	
STC M oo3	ST oo3	Zustand 3;Annulierung des Zustands 2
RTC M oo2		
STO E oo4	= Soo4	Motorbefehl 4
LD M oo3	SE o4	Übergangsbedingung Zustand 3
AND I oo4	= E oo4	zu 4

Tabelle 1

AND I oo5	≠ E oo5	
STC M oo4	ST oo4	Zustand 4
RTC M oo3		
STO E oo5	= S oo5	Motorbefehl 5
STO E oo6	=S oo6	Motorbefehl 6
LD M oo4	SE o5	
AND I ool	≠ E ool	Übergangsbedingung 4 zu 5
AND I oo2	≠ E oo2	
AND I oo3	≠ E oo3	
STC M oo5	ST oo5	Zustand 5
.....	.....	.....

Bei der Verwendund eines Mikroprozessors 8080 verlieren die oben beschriebenen Operationen ihre Gültigkeit.

Die Instruktionen .../LD M oo2//AND I oo2//...(PROLOL) beschreiben die logische Funktion "AND" mit Beibehaltung des Resultats im Bistabil der industriellen Kontrolleinheit ICU lol; im System AP-lol (I.P.A.), das mit einem Mikroprozessor 8o8o ausgestattet ist, werden obige Instruktionen folgendermassen abgeändert :

Adresse			
ADR-2	IN	ol	- Ablesen des Portes
ADR-2	ANI	o8	- Maskieren der unwerentlichen Bit
ADR	RAR		- Drehung der Geraden durch Cy
ADR +1	JNC		- Sprung zur Adresse für Cy =o
ADR +2	RAL		- Positionierung des Nichtnull-Bits
ADR +3	MOV, B,A		- Speichern (A) in (B)
ADR +4	LDA ADR 2		- Speichern M oo2 von der Adresse 2
ADR +5	ANA B		- A.B

BeimSchreiben dieser Instruktionen wurden folgende Hypothesen aufgestellt: M oo2 befindet sich im Speicher auf ADR 2,I oo2 befindet sich im Zustand des 4. Bit (D3) eines Oktets I/O Portes mit Kode ol. In diesem Falle ist die Verwendund eines spezialisierten Mikroprozessors 1 Bit /4/ vorteilhafter, denn die Anzahl der Instruktionen wird wesentlich verringert.

4. Schlussfolgerungen

Zur Aufstellung der Programme für die Steuerung elektrischer Apparatur in logischer Programmierung benötigt man die funktionelle Beschreibung der Installation. Die Beschreibung schon vorhandener Installationen unterscheidet sich von den zu projektierenden elektrischen Schaltungen durch verschiedene Elemente (Thema, Zustandsdiagramme usw).

Durch Verwendung spezialisierter Sprachen, Schaltungen mit Kontakten und logischen Symbolen und der Zustandsdiagramme errei-

cht man eine schnelle und leichte Programmaufstellung in der Starkstromtechnik. Je "durchsichtiger" die Programmsprache für den Benutzer ist, und je komplexer die Einrichtung ist, umso vielfältiger, aber auch umso teurer wird das Programm. Die Programmierung in Maschinensprache benötigt lange Programme, was eine höhere Qualifikation des Benutzers voraussetzt, aber durch eine aufmerksame Programmierung erreicht man eine kürzere Ausführungsdauer und weniger Speicherlokationen.

Bibliografie

1. Vasilievici Al., Fântână N.L., Moduri de întocmire a programelor pentru realizarea comenzilor aparatajului electric,utilizînd logica programată ,sub tipar.
2. * * * AP lol Manual de utilizare,I.P.A.,Bucureşti,1979
3. * * * AEG-Telefunken-Projekturungshandbuch für programmierbare Steuerungen Typ PSE, AEG, S4, V5, April,1978.
4. Hübl W., Programmierbare Steuerungen, Fachberichte Messe, Steuern, Regeln, 2/1979, p.197.

Manuskripteingang 21.Januar 1983

MODURI DE INTOCMIRE A PROGRAMELOR PENTRU REALIZAREA COMENZILOR APARATAJULUI ELECTRIC, UTILIZIND LOGICA PROGRAMATA

Partea II-a

Rezumat

Pornind de la diagrama de stări care descrie o comandă secvenţială se arată utilizarea logicii programate pentru un utilizator din domeniul curenţilor tari.

Alături de limbajele specializate sînt prezentate unele aspecte privind programarea în limbajul de asamblare al microprocesorului.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

THE CALCULUS OF FLUX, INDUCTIVITY AND ATTRACTION FORCE IN JACKETED ELECTROMAGNETS

Andea P.

1. Introduction

The present paper establishes methodologies for the calculus of flux, inductivity and attraction force in jacketed electromagnets for different configurations of their magnetic circuit.

2. The calculus of flux

Consider a jacketed electromagnet of a shape as presented in figure 1.

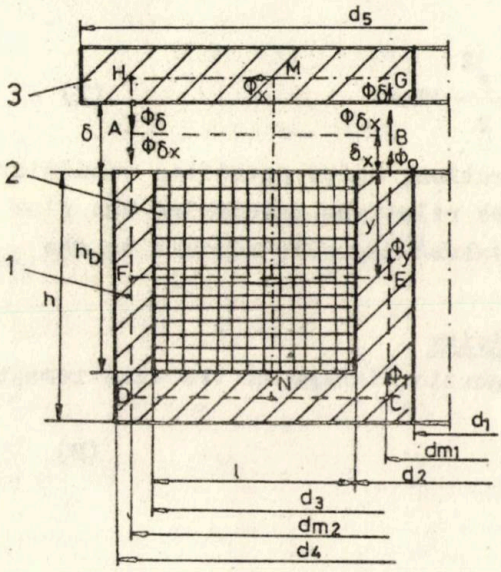


Fig.1. The model of a jacketed electromagnet.1-fixed armature; 2 - winding;3-moving armature; δ - entrefer;Ø -magnetic flux

Consequently,

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{A_1} + \frac{1}{A_2}\right) \quad (1)$$

where A_1 and A_2 are the equivalent areas of the surfaces crossed by flux in the air - gap, taking into consideration its enlargement.

Having in view the model presented in fig.1, we can write : (2) where, $U_{m\delta x}$ is the magnetic voltage across the points A-B, and λ_s the leakage permeance on length unit between the points A-B.

$$\Phi_{\delta x} = \Phi_0 - \int_0^{\delta x} d\Phi_{\delta x} = \Phi_0 - \int_0^{\delta x} U_{m\delta x} \cdot \lambda_s \cdot d\delta \quad (2)$$

Accordind to Kirchhoff's second theorem, for the magnetic circuit ABCD, neglecting the magnetic voltage drops in iron,we obtain :

$$N \cdot i = U_{m\delta x} + \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta x} \phi_{\delta x_1} \cdot d\delta + \frac{1}{\mu_0 A_2}\int_0^{\delta x} d\phi_{\delta x_2} \cdot d\delta \qquad (3)$$

Considering $\phi_{\delta x_1} = \phi_{\delta x_2} = \phi_{\delta x}$, (2) and (3) result in :

$$\phi_{\delta x} = \Phi_{\delta x} \cdot N \cdot i \qquad (4)$$

where

$$\lambda_{\delta x} = \lambda_0 ch(p \cdot \delta_x) - \frac{\lambda_s}{p} sh(p \cdot \delta_x) \; ; \; \lambda_0 = \frac{P}{\alpha} cth(p\delta) \; ; \; p = \sqrt{\alpha \cdot \lambda_s} \qquad (5)$$

For $\delta_x = \delta$ we obtain the flux ϕ_δ directed from the air-gap toward the moving armature, considered the main flux of the electromagnet, contributing to create the attraction force.

In order to determine ϕ_y we have in view:

$$\phi_y = \phi_0 + \int_0^y \frac{N_y \, i}{h_b} \cdot \lambda_s (h_b - y) \, dy \qquad (6)$$

thus obtaining

$$\phi_y = (\lambda_0 + \lambda_s \cdot y - \frac{\lambda_s}{h_b} \cdot \frac{y^2}{2}) N \cdot i \qquad (7)$$

Taking these into consideration, under specified conditions, it was possible to establish the relations specifying the flux value in any point of the equivalent magnetic circuit to the electromagnet.

3. <u>The calculus of inductivity</u>

Representing the total magnetic linkage of the electromagnet as:

$$\psi_t = \frac{N}{h_b}\int_0^{h_b} \phi_y \cdot d_y \qquad (8)$$

the result is

$$\psi_t = N^2(\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b) \, i \qquad (9)$$

and consequently the total inductivity of the electromagnet is :

$$L_t = (\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b) N^2 \qquad (10)$$

Leakage neglected, implying that $\lambda_s \to 0$, brings about :

$$L_t = \lim_{\lambda_s \to 0} (\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b) N^2 = \frac{N^2}{5} \qquad (11)$$

and if we consider the equivalent areas A_1 and A_2 of the electromagnet poles equal to each other and equal to S, then

$$L_t = \frac{\mu_o S N^2}{2\delta} \qquad (12)$$

which leads to the calculus of inductivity as currently used.

4. The calculus of attraction force

We start with the attraction force developed in the electromagnet derived from the general energy balance :

$$F = -\frac{1}{2} i^2 \frac{dL_t}{d\delta} \qquad (13)$$

which, for the jacketed electromagnets, considering (13), turns into:

$$F = -\frac{1}{2} \frac{\lambda_s \cdot N^2 \cdot i^2}{sh^2(p\delta)} \qquad (14)$$

and if leakage is neglected ($\lambda_s \to \infty$) we obtain

$$F = -\frac{1}{2} \frac{N^2 \cdot i^2}{\alpha \cdot \delta^2} = -\frac{1}{2} \frac{B^2 \cdot 2S}{\mu_o} \qquad (15)$$

which leads to the classical relation.

5. The flattened electromagnet

With the jacketed lifting electromagnets, the window height h_b is usually much smaller than its width.

Under this circumstance the magnetic field lines are considered as represented with dot - dash lines in fig.1. We ca write:

$$\Phi_x = \Phi_\delta + \int_o^x d\Phi_x = \Phi_\delta + \int_o^x U_{mx} \cdot \lambda_h \cdot dx \qquad (16)$$

where: U_{mx} is the magnetic voltage across the points M-N, and λ_h is the permeance on length unit between the points M-N.

This results in :

$$\Phi_x = N \cdot i [\lambda_\delta + \frac{\pi \mu_o}{h_b + \delta} (\frac{d_2 \cdot x}{2} + \frac{x^2}{2} - \frac{d_2}{2l} x^2 - \frac{2x^3}{3l})] \qquad (17)$$

respectively :

$$L_t = N^2 (\lambda_\delta + \frac{\mu_o \cdot l \cdot \pi d_2}{12(h_b + \delta)} \; ; \; F = -\frac{1}{2} N^2 \cdot i^2 [\frac{\lambda_s}{sh^2(p\delta)} + \frac{\mu_o l \cdot \pi d_2}{12(h_b + \delta)^2}] \qquad (18)$$

6. The experimental results

The experimental measurements were performed by means of classical methods, for two electromagnets used in industry [1].

The results of calculi and measurements are represented in figure 2. L_1 symbolizes the inductivity values calculated by means

of (1o), L_2 represents the values obzained by means of (18), L_3 stands for the values achived by (11), L_4 results from (12),while L_m represents the values of inductivity measured experimentally.

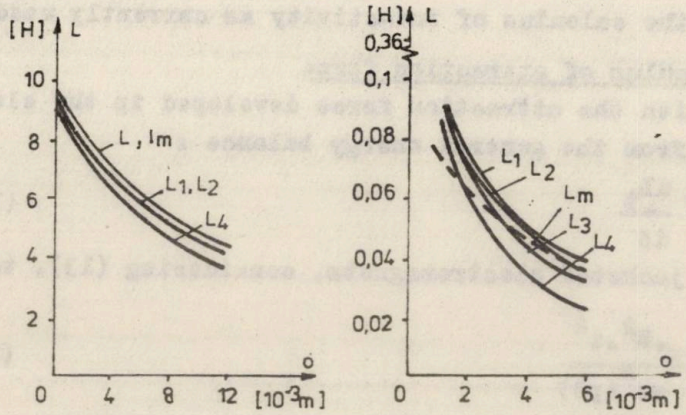


Fig.2. The variation of inductivity as related the air-gap

There is a clear agreement between the calculated values for inductivity L_1, L_2, L_3 and the experimental values.

7. Calculations

The relations established in the present paper offer the possibility of establishing precisely by calcules the values of flux, inductivity and attraction force in jacketed electromagnets.

REFERENCES

1. I.Suciu, P.Andea, ş.a. Calculul şi măsurarea cîmpului magnetic şi inductivităţii electromagnetului elevator Ø 1500. Contract de cercetare nr.972/13.07.1983.
Manuscript received May 30, 1983.

CALCULUL FLUXULUI , INDUCTIVITATII SI FORTEI DE ATRACTIE LA ELECTROMAGNETII IN MANTA

In lucrare se fundamentează metodologia de determinare prin calcul a valorilor fluxului, inductivităţii şi forţei de atracţie la electromagneţii în manta pentru diferite configuraţii ale circuitului magnetic, măsurătorile experimentale efectuate evidenţiind precizia ridicată a metodologiei de calcul stabilite.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

SPEZIFISCHE PROBLEME DES ANTRIBS VON HEBE UND FORDERANLAGEN MITTELS LINEARER ELEKTRISCHER MASCHINEN

Prodan M., Seracin E.

1. Einleitung

Die gegenwärtige Lösung des Antriebs von Hebe- und Forderanlagen mittels elektrischer Drehmotoren weist verschiedene Nachteile auf, hinsichtlich der Existenz des Reduktors zwischen dem Antriebsmotor und dem angetriebenen Mechanismus sowie der Beschränkung der Zugkraft dank der Haftkraft.

Gleichzeitig mit der Entwicklung und Vervollkommung der linearen Motoren trat das Problem ihrer Anwendung zwecks Ausführung der Fortschreitungsbewegungen bei Hebe-und Forderanlagen auf, wodurch die oben angeführten Nachteile der klassischen Systeme beseitigt wurden.

Im Rahmen der Temeswarerer Elektrotechnikfakultät wurde eie theoretische und experimentelle Untersuchung des Antriebs von Laufkatzen und Laufbalken mittels linearer Maschinen durchgeführt. Zu diesem Zweck wurde ein Laborstand sowie ein industrieller Prototyp hergestellt.

Der Laborstand (Abb.1) besteht aus einem einseitigen linearen Motor 1, der die Katze 2 antreibt, die sich auf dem Laufbalken 3 fortbewegt sowie dem Hubmechanismus 4, das mittels eines elektrischen Rotationsmotors angetrieben wird.

Im Vergleich zum Laborstand, umfasst der industrielle Prototyp auch das Antriebssystem des Laufbalkens, ebenfalls linearen Motoren angetrieben.

2. Spezifische Probleme des Antriebs der Laufbalken mittels linearen Motoren.

Bei dem Antriebssystem der Laufkatzen und Laufbalken mittels linearer Motoren wird die Zugkreft unmittelbar zur Laufbahn übertragen, wobei Gleicheit der Translationsgeschwindigkeit mit der

Geschwindigkeit des Motors entsteht.

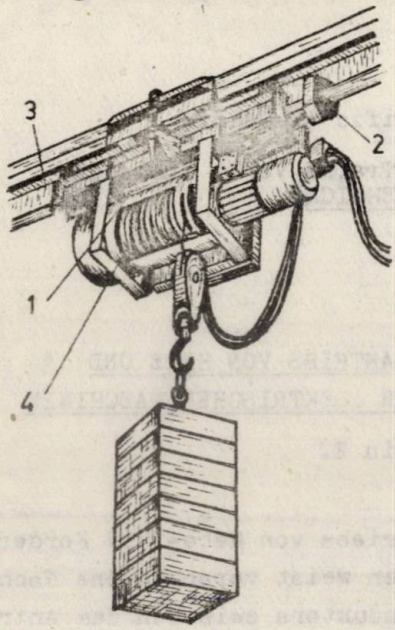


Abb.1. Laufkatze mit Linearem Motor.

Die synchrone Geschwindigkeit der linearen Maschinen v_s wird von der Polteilung τ und der Frequenz der Speisespannung f [1] bestimmt:

$$v_s = 2\tau f .$$

Bei einer minimalen Polteilung τ =0,039m, die unter unseren technologischen Bedingungen entsteht, und einer Frequenz von 50 Hz, entsteht eine synchrone Geschwindigkeit v_s = 3,9 m/s, die alle mittleren Fortschreitungsgeschwindigkeiten von Laufkatzen und -balken (0,5-0,8 m/s) übertrifft.

Für die Verwirklichung solcher verminderten Translationsgeschwindigkeiten bei kleinen Belastungen gibt es folgende Methoden: Verminderung der Frequenz und der Speisespannung, nur die Verminderung der Speisespannung, oder die Anwendung von elektrischen Bremsen, deren Effekt von der Geschwindigkeit und der Last der Maschine abhängt.

Jede dieser Möglichkeiten ergibt verschiedene technische und wirtschaftliche Vor -und Nachteile. So verlangt z.B. die Methode der Verminderung der Geschwindigkeit durch Verkleinerung der Frequenz und der Speisespannung die Verwendung von Konvertoren, was die Investitionskosten erhöht und den elektrischen Teil der Anlage kompliziert, was zur Verringerung der Lebensdauer der Anlage zur Folge hat. Die Speicherung mit niederen Spannung durch Spannungsregler ist eine einfache und billige Lösung, aber die erhaltenen mechanischen Merkmale sind niedrieger als jene, die durch Speicherung mittels Frequenzumformer oder Spannungsumformer erhalten werden. Die Anwendung von elektromagnetischen Bremsen zwecks Verminderung der Translationsgeschwindigkeit verursacht eine beträchtliche Herabsetzung der Leistungsfähigkeit, kompliziert die Anlage und erhöht die Kosten.

Alle oben erwähnten Lösungen wurden bei der unternommenen Untersuchung in Betracht gezogen [3], da der Laborstand sowie der industrielle Prototyp die Anwendung einer oder anderer Möglichkeit erlaubten.

Die Form der mechanischen Merkmalen, die unter den verschiedenen Speicherungsbedingungen für eine Laufkatze von 3,2 t erhalten wurden, mit einem linearen Motor der eine Nennkraft von 350 N bei der Geschwindigkeit von 0,67 m/s besitzt sowie zwei Bremsen von 175 N, wird in der Abb.2 dargelegt, wobei F die Kraft des linearen Motors darstellt, F_w-die zur Verschiebung der Katze notwendigen Kraft, F_f-die Bremskraft der elektromagnetischen Bremsen, F_R-die Widerstandskraft.

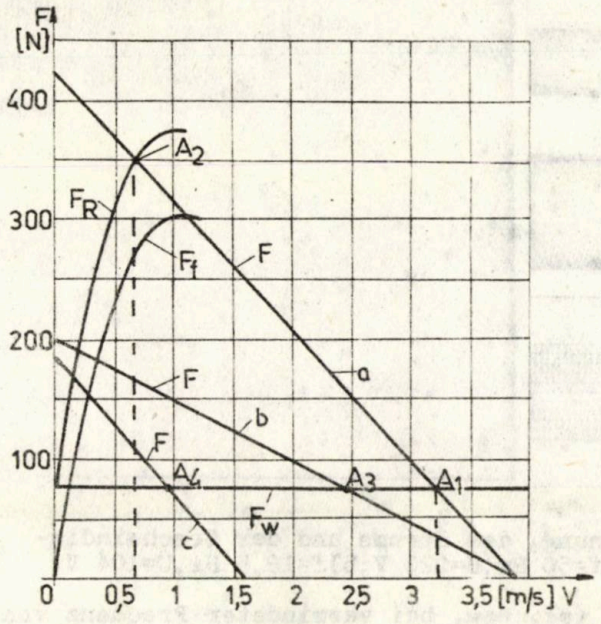


Abb.2. Kräfteschwankungen im Antriebssystem abhängig von der Geschwindigkeit
a -Speicherung bei 50 Hz, 220 V;
b -Speicherung bei 50 Hz, 150 V;
c -Speicherung bei 20 Hz, 90 V.

Die Lage des Punktes eines stationären Betriebs in A_1, A_2, A_3 oder A_4, wird aus der Bewegungsgleichung $F - F_R = 0$, erhalten und hängt von den Speicherungsbedingungen und der Last der Katze ab.

Dabei muss erwähnt werden, dass die Grosse der entwickelten Kraft des linearen Motors stark von der Art des Materials des Motorankers -Stahl oder Stahl mit Aluminiumband- beeinflusst wird- sowie von dessen Merkmalen.

3. Ergebnisse und Schlussfolgerungen

Die unternommenen Untersuchungen haben die Prüfung der theoretischen Rechenmethoden verfolgt, sowie das Verhalten des angewendeten Antriebssystems unter den verschiedenen Speicherungs- und Arbeitsbedingungen und die Bestimmung der energetischen Kenngrössen des Antriebs [1, 2].

Die erhaltenen Ergebnisse bewiesen die Gültigkeit der Lösung des Antriebs von Laufbalken mittels linearer Motoren.

Von den unternommennen Untersuchungen am Laborstand wurden jene Ergebnisse in der Abb.3 dargestellt, die zum Vergleich und Darlegung der Prozesse dienen: die Oszillogramme der Spannungsschwankungen, sowie des Stroms und der Geschwindigkeit in Funktion der

Zeit ; beim Anfahren erfolgt die Speicherung bei der Nennspannung

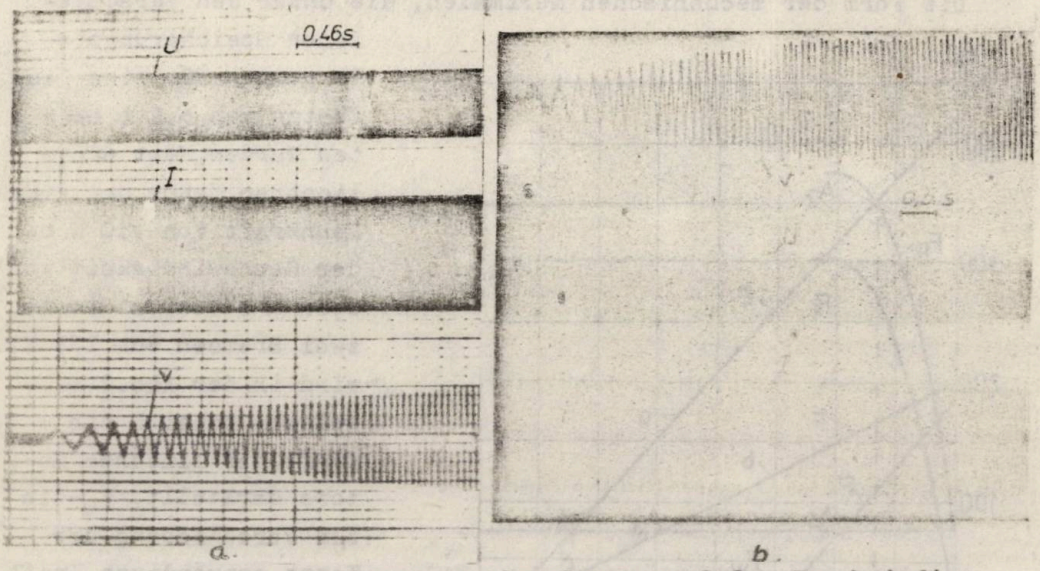


Abb.3. Oszillogramm der Spannung, des Stroms und der Geschwindigkeit beim Anlauf;a) f=50 Hz;U=220 V;b)f=19,5 Hz,U=104 V.

und eine Frequenz von 50 Hz (a), bzw. bei verminderter Frequenz von 19,5 Hz und Spannung von 104 V (b).

Die erhaltenen Ergebnisse ermöglichten die Herstellung eines industriellen Prototyps eines Laufbalkens mit linearen Motor,sowie die Untersuchung der Möglicheiten der Verallgemeinerung dieser Lösung.

FACHLITERATUR

1. Seracin E., Prodan M., Schuch C. Asupra unei soluţii de acţionare electrică a grinzilor rulante cu motoare liniare. Lucrările ICPEP-Craiova,1978.

2. Seracin E., Sora I., Prodan M., Schuch C. Un nou sistem de acţionare electrică a grinzilor rulante. Bul.şt.şi tehn., Timişoara,Electrotehnică, Tom 23(37),fasc.2,1978.

3. * * * Protocol contract I.P."T.V." T - CCSITMRTUT, 1981.
Manuskripteingang 7.Januar 1983.

PROBLEME SPECIFICE ALE ACTIONARII INSTALATIILOR DE RIDICAT SI TRANSPORTAT CU MASINI LINIARE

Rezumat

Lucrarea prezintă posibilitătile de aplicare ale maşinilor liniare în sistemele de acţionare a instalaţiilor de ridicat şi transportat şi principalele probleme specifice ridicate de acest sistem nou de acţionare electrică. Se dau o serie de rezultate obţinute în cadrul cercetărilor efectuate la Facultatea de electrotehnică din Timişoara, laboratorul de Acţionări electrice.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

QUELQUES ASPECTS CONCERNANT L'APPLICATION DE L'ALGEBRE LOGIQUE LORS DE L'ANALYSE ET DE LA SYNTHÈSE DES SCHÉMAS DE PROTECTION PAR RELAIS

Ivaşcu Cornelia

1. Considérations générales

Le fonctionnement des schémas de protection par relais contenant des contacts implique l'obtention et la transmission d'informations discrètes sous forme binaire, à savoir une valeur binaire 1 ou o , ce qui prête à l'emploi de l'algèbre logique pour résoudre des problèmes d'analyse et synthès. Conventionnellement on attache à une fonction logique la valeur logique 1 si elle est vraie - contact fermé - et la valeur logique o si elle est fause - contact ouvert.

Bien que l'idée d'employer l'algèbre logique pour l'étude des schémas de commutation ait été lancée théoriquement il y a assez long temps déjà, le problème n'est devenu actuel que ces dernières années au fur et à mesure qu'appareissaient des schémas d'automatisation plus complexes, dont l'optimisation devenait possible et facile justement grâce à l'emploi des principes de l'algèbre logique.

Ce travail se propose de montrer quels sont les problèmes concrete de protection par relais pouvant être résolus à l'aide des méthodes de l'algèbre logique et les avantages que ces méthodes présentent, tout en présentent quelques exemples sur schémas réels.

2. Données du problème

Dans le cadre de la protection par relais des systèmes énergétiques, comme d'ailleurs en général dans les automatisations, les methodes de l'algebre logique permettent de résoudre les problèmes d'analyse et synthèse des schémas en s'appuyant surtout sur les lois et les théroremes de l'algèbre logique, [1]

et les fonctions logiques élémentaires, dont on connaît l'équation, la table de vérité et le symbole logique [2].

Afin de caractériser le fonctionnement d'un relais, on note par x,y,z,t... les variables prenant les valeurs o et 1 associées aux contacts et par a,b,c... les variables prenant les valeurs o et 1 associées au courant dans l'enroulement du relais, dans la bobine de déclenchement de l'interrupteur du dans la lampe de signalisation. Les variables a,b,c ... sont fonctions des variables x,y,z ... c'est-à-dire:

$a = f_1(x,y,z,t,...)$; $b = f_2(x,y,z,t,...)$; ... (1)

et représentent les fonctions de travail du schéma,[3]

3. Analyse d'un schéma de protection par relais

Analyser un schéma c'est déterminer les fonctions qu'elle peut remplir et dépister les déficiences pouvant intervenir lors de son fonctionnement.

On considère, par exemple, le schéma détaillé pour la protection maximale de courant, fig.1 et les fonctions de travail pour cet scheme, donnes par la relation 2, [4]

$f_1(k.x.y)=k(xUy)=a.b;$

$f_2(k,x,y,z)=z=c;$ (2)

$f_3(k,x,y,t)=t=d.$

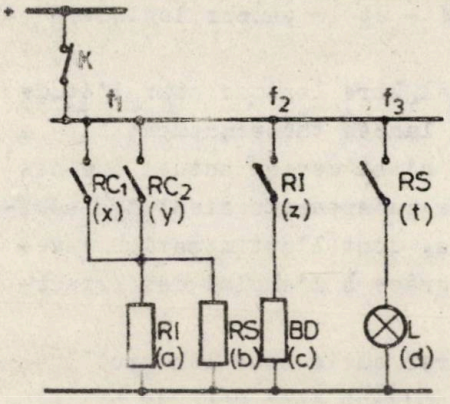


Fig.1. Schema détaillé de protection par relais

On constate facilement qu'il s'agit d'un actionnement échelonné; l'actionnement de x ou y conditionne l'actionnement de z, etc.

Dans le tablesu no.1 présente l'analyse du fontionnement du schéma.

4. Synthèse d'un schéma de protection par relais

Faire la synthèse d'un schéma c'est le concevoir de telle façon que soit satisfait pour la fonction de travail un système de contitions, ce qui se résume à trouver un schéma à relais satisfaisant un programme donné pour les relais. On observe donc que la synthèse c'est l'inverse de l'analyse.

En considérant les mêmes exemples que pour le sous-chapitre 3, pour obtenir le schéma de protection maximale de courant contre les court-circuits dans les lignes de transport, on

donne le programme de travail pour les relais conformément au tableau 1 et on peut écrire les fonctions de travail pour le schéma demandé; les relations exprimant la fonction de travail fournissent le schéma demandé. Le schéma ainsi obtenu peut par la suite être simplifié (optimisé) en augmentant le nombre de contacts nécessaire à la réalisation de la fonctionnalité du schéma, ce qui conduit à l'accroissement de la fiabilité. On peut minimiser le nombre de contacts en appliquant aux fonctions de travail les relations de l'algèbre logique. On peut procéder de la même façon pour obtenir n'importe quel schéma de protection pour lequel on connaît les condition requises pour atteindre le but pour-suivi.

Tableau no.1. Analyse du fonctionnement du schema de fig.1.

k	x	y	z	t	f_1	f_2	f_3	
o	o	o	o	o	o	o	o	regime normal et absence du courant opératif
o	1	o	o	o	o	o	o	faute de courant opératif, le schéma ne commande pas le déclenchement ni la signalisation malgré l'action d'un seul ou des deux RC
o	o	1	o	o	o	o	o	
o	1	1	o	o	o	o	o	
1	o	o	o	o	o	o	o	régime normal
1	1	o	1	1	1	1	1	régime de court-circuit accusé par le relais de courant RC 1
1	o	1	1	1	1	1	1	régime de court-circuit accusé par le relais de courant RC 2
1	1	1	1	1	1	1	1	régime de court-circuit accusé par les deux relais de courant

5. Représentation des schémas de protection par relais à l'aide des fonctions logiques

L'analyse comparative des tableaux exprimant le fonctionnement d'un schéma et des tables de vérité des fonctions logique elementaires montre qu'un schéma de protection par relais peut être représenté par ces fonctions logiques, en obtenant des logigrammes facilitant l'étude du comportement fonctionnel, tout particulierement dans le cas des schemas complexes. Pour la schéma considéré dans le fig.1 on présente fig.2 les logigrammes correspondant.

On observe que pour obtenir les logigrammes de ces schémas de protection on a employé les fonctions logiques ET (symbole =D) et OU (symbole =D).

6. Conclusions

L'emploi de l'algèbre logique lors de l'analyse et de la synthèse des schémas de protection par relais présente l'avantage de conduire à des représentations unitaires, faciles même pour des schémas complexes, se prêtant à des optimisations. On même temps, par la modalité indiqué de représenter les schémas de protection par relais classiques (à contacte) on peut facilement aboutir au schéma de protection réalisé par c[illegible]tation statique, respectivement à l'emploi des microprocesseurs dans les schémas de protection des systèmes électrique, ce qui rend possible le passage de la programmation par câbles à la programmation par mémoire.

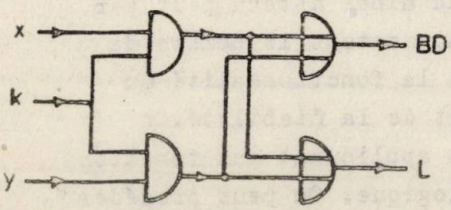


Fig.2. Logigrammes des schémas de protection

BIBLIOGRAPHIE

1. Moisil, Gr.,C., Teoria algebrică a schemelor cu contacte şi relee, Editura Tehnică, Bucureşti, 1965.
2. Saal,C. ş.a., Acţionări electrice şi automatizări. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980.
3. Moisil,Gr.,C., Teoria algebrică a mecanismelor automate. Editura Tehnică, Bucureşti, 1959.
4. Ivaşcu,Cornelia, Protecţii prin relee a sistemelor electrice - curs, Editura Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timişoara, 1977.

Reçu à la rédaction le 15 novembre 1982

ASPECTE PRIVIND APLICAREA ALGEBREI LOGICE LA ANALIZA SI SINTEZA SCHEMELOR DE PROTECTIE PRIN RELEE

Rezumat

In lucrare se analizează oportunitatea folosirii algebrei logice pentru analiza şi sinteza schemelor de protecţie prin relee, cît şi modul de realizare a logigramelor insistîndu-se asupra avantajelor acestui mod de abordare a problemei: reprezentări unitare, facile chiar şi pentru scheme complexe, pretîndu-se la optimizări. O astfel de reprezentare a schemelor de protecţie prin relee din sistemele electrice permite trecerea de la programarea prin cablare la programarea prin memorie.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29 (43) ELECTROTEHNICA 1984

L'ALIMENTATION SYMETRIQUE DES CONSOMMATEURS - UNE SOLUTION DU PROBLEME D'OPTIMISATION

Buta A.

1. Considération générales

Dans cet article on présente une méthode générale d'aborder l'optimisation de la distribution des consommateurs de courant alternatif de même nature sur les phases du réseau d'alimentation, de sorte que les pertes de puissance active soient minimes.

2. L'optimisation de la distribution des consommateurs sur le phases d'un réseau triphasé

Soit un groupe des consommateurs de courant alternatif de même sorte, totalisant les puissances: active P, réactive Q, et présentant la tension d'alimentation U et le même facteur de puissance, $\cos\varphi$. Comment peut-ils être distribués sur les phases d'un réseau avec un conducteur neutre (figure 1), pour que les pertes de la puissance active dans le réseau ΔP, soient minimes?

Pour solutionner le problème proposé, on peut admettre une certaine repartition des consommations sur les trois phases (P_i, Q_i, I_i, où :i = 1,2,3). La figure 2 présente le diagramme phasoriel des consommateurs ainsi distribués.

Les pertes de puissance active dans le réseau sont:

$$\Delta P=(I_1^2+I_2^2+I_3^2)\cdot r+\left[I_1-I_2\cos\frac{\pi}{3}-I_3\cos\frac{\pi}{3}\right]^2\cdot r+\left[I_2\cos\frac{\pi}{6}-I_3\cos\frac{\pi}{6}\right]^2\cdot r, \qquad (1)$$

où les termes qui se trouvent entre parantèses correspondent au courant sur le conducteur neutre.

Pour $I=\sum_1^3 I_i$ et $I_i=k_i I$, la relation (1) deviendra :

$$\Delta P=I^2\cdot r\left[2k_1^2+2k_2^2\ 2k_3^2-k_1k_2-k_1k_3-k_2k_3\right], \qquad (2)$$

$$\Delta P = I^2 \cdot r \left[2-5\ (k_2+k_3-k_2^2-k_3^2-k_2 \cdot k_3)\right]$$

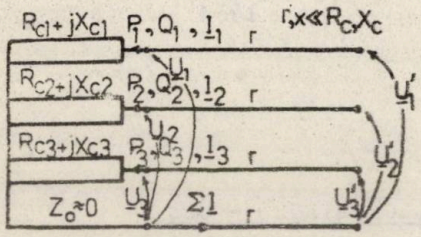


Fig.1.Réseau électrique

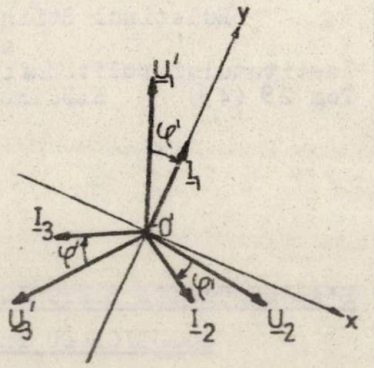


Fig.2.Diagramme phasorielle

Pour établir les valeurs du k_2 et k_3 pour lesquelles ΔP= min., on calcule les dérivées partielles du ΔP par rapport à k_2 et k_3, et on les annule après .

Ainsi on peut obtenir :

$$\frac{d\Delta P}{dk_2} = 5(-1+2k_2+k_3)=0 \ ; \ \frac{d\Delta P}{dk_3} = 5(1+2k_3+k_2) = 0,$$

qui permettent d'établir: $k_1=k_2=k_3=\frac{1}{3}$ et $\Delta P_{min}=\frac{1}{3} I^2 r$

Cas particuliers :

- l'alimentation par une seule phase, $k_1=1$, $k_2=k_3=0$, $\Delta P= 2I^2r$,
- l'alimentation avec deux phases et neutre ; $k_1=0$; $k_2=1-k_3$, ΔP est minime pour $k_2=k_3=\frac{1}{2}$, et $\Delta P_{min}=\frac{3}{4} I^2 r$.

3. **Conclusions**

On constate donc que les pertes de puissance active sont minimes en cas d'alimentation symètrique et elles sont maximes, si on utilise une seule phase et un conducteur neutre.

Reçu à la redaction le 16 septembre 1982

ALIMENTAREA SIMETRICA A CONSUMATORILOR - SOLUTIE A PROBLEMEI DE OPTIMIZARE

Rezumat

In lucrare se prezintă o metodă generală de abordare a problemei de optimizare a distribuţiei consumatorilor de curent alternativ de aceeaşi natură pe fazele unei reţele trifazate cu conductor neutru, astfel încît pierderile de putere activă să fie minime.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

SOME USEFUL RECOMMENDATIONS CONCERNING SIMULATION OF THE POWER SYSTEM RESPONSE FOR STEADY-STATE STABILITY

Luştrea B.

The study of steady-state stability in the power systems implies the investigation of the solutions of the linear differential equations :

$$\dot{X} = A \cdot X \qquad (1)$$

where A is the LXL state matrix, and X is the state vector. The integration of (1) into the time domain is an appreciated method by system engineers owing to the amount and quality of information supplied.

In order to reduce the price of the research and to provide high-quality results, the following recommendations are useful as they take into consideration the characteristics of power systems:

1. Even though the Runge-Kutta method is widely applied, it is better to resort to numeric integration using transition matrix e^{At}:

$$X[(n+1)\tau] = e^{A\tau} \cdot X(n\tau) \qquad n = 0,1,2,\ldots,N \qquad (2)$$

with:

$$e^{A\tau} = \sum_{k=0}^{\infty} A^k \cdot \frac{\tau^k}{k!} \approx \sum_{k=0}^{M} A^k \cdot \frac{\tau^k}{k!} \qquad (3)$$

where τ is the time step.

The error generated by truncation of serial development for M terms is:

$$\varepsilon \leq \frac{(\varrho \cdot \tau)^{M+1}}{(M+1)!} \cdot e^{\varrho \cdot \tau} \qquad (4)$$

where ϱ =norm A. In the power system, the lowest time constant values are approx. 0,1 s, so the integration step for the Runge-Kutta method is $\tau < 0,02$ s. On the other hand the steady-state instability develops at a slow rate of tens of seconds, or even minutes; thus the analysis of this instability requires a longer time step. This is possible by a proper choice of M using the transition matrix. It is specified that the Runge-Kutta method

is equivalent to that using a transition matrix for M=5.

2. The choice of τ for a given ε_{max} implies the determinations of M and its upper limit is established by the number of significant figures taken into account by the computer, thus it is recommendable to use double precision in FORTRAN laguage. For example (see Fig.1), for $\rho\tau=1$ and $\varepsilon_{comp}=10^{-7}$, result M=32 and $\varepsilon_{max}=10^{-3}$. The precision cannot be increased choosing a greater number of terms, because in sum (3) they will be "cut off" due to the limits imposed by computer precision.

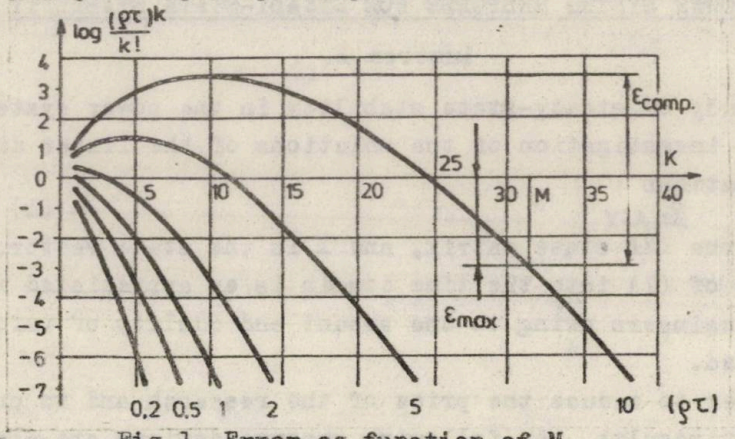


Fig.1. Error as function of M

3. For power systems the majority of the elements of A are zero, so that it is recommendable to use a computer technique for a sparse matrix.

4. In power systems $\frac{L}{N}>1$ and L has a high value within the range of hundreds, it is important that (2) and (3) should be used in the following form:

$$X[(n+1)\tau] \simeq \sum_{k=0}^{M} U_k = \sum_{k=0}^{M} A\cdot\frac{\tau}{k}\cdot U_{k-1} \qquad (5)$$

$$U_0 = X(n\tau) \qquad (6)$$

Manuscript received, JANUARY 31, 1983.

CITEVA RECOMANDARI UTILE PRIVIND SIMULAREA RASPUNSULUI PENTRU SISTEME ELECTROENERGETICE IN CAZUL STABILITATII STATICE

Rezumat

Se fac recomandări privind alegerea metodei de calcul şi a modului ei de utilizare în cazul simulării răspunsului sistemelor electroenergetice pentru stabilitatea statică.

Buletinul Stiintific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ALGORITHME D'ORDONNANCEMENT DES ELEMENTS DE LA MATRICE D'ADMITTANCE NODALE DANS UN TABLEAU UNIDIMENSIONNEL

Moga M.

1. Introduction

La croissance de la taille des svstèmes électroenergétiques (SE) et la tendance à prendre en consideration tous leurs éléments en vue d'une représentation mathématique des plus fidéles implique un accroissment de la dimension de la matrice d'admittance nodale de court-circuit, [Y], utilisée comme élément de base dans la plupart des méthodes itératives de résolution de la circulation de puissances [1], [2]. Le nombre N de noeudes du svstéme détermine la dimension (N x N) de la matrice d'admittance nodale, tandis que la nombre de branches (éléments du reseau), le nombre des éléments non diagonaux différent de zéro. La prise en consideration de tous les noeuds du svstéme implique d'une part un temps de calcul elevé (proportionnel à N^2 , dans le cas des méthodes itératives [1]), et, d'autre part, un espace considerable dans la mémoire de l'ordinateur destiné à stocker les éléments de la matrice d'admittance nodale.

Afin de réduire cet espace on a développé diverses techniques d'ordonnancement [2], [3] reposant sur la sparsite de la matrice [Y]; on vise aussi à réduire le temps de calcul par la réduction du nombre de noeuds considérés pour le calcul, en équivalant et en éliminant des noeuds du svstéme et en retanant seulement les noeuds "essentiels", [3] où seules intéressent les grandeurss électriques qu'on appelera dans ce qui suit "noeuds d'intérét". La réduction à "n" (nombre des noeuds d'intérét) du nombre "N" de noeuds considérés a pour effet la croissance du nombre de remplissage de la matrice [Y] et par conséquence une baisse d'efficience des techniques d'ordonnancement reposant sur la sparsitéede la ma-

trics. Cette situation impose l'application de nouvelles techniques d'ordonnancement et indexage des éléments de la matrice.

Notre étude propose une telle méthode d'ordonnacement unidimensionnel des éléments de la matrice $[Y]$ en établissant les relations biunivoques entre les nombres de noeuds du système (noeuds d'intérét) et l'indice de l'élément "Y" afférent.

En considérant n noeuds d'intérét dans un SE, le nombre des éléments de la matrice $[Y]$ à retenir (distincts et non nuls) est [1]:

$$n_y = n(n+1)/2$$

et représente justement la dimension du tableau unidimensionnel où l'on envisage d'inscrire les éléments de la matrice.

2. Ordonnancement des éléments retenus à partir de la matrice d'admittance nodale de court-circuit

En retenant les éléments de la matrice $[Y]$ de la diagonale se trouvant au-dessus d'elle, on a :

$$\begin{array}{l} \underline{Y}_{11}\ \underline{Y}_{12} \ldots \underline{Y}_{1\,k+1} \cdots \underline{Y}_{1n} \\ \underline{Y}_{22} \cdots \underline{Y}_{2\,k+1} \cdots \underline{Y}_{2n} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots \underline{Y}_{k\,k+1} \ldots \underline{Y}_{kn} \\ \underline{Y}_{nn} \end{array}$$

et on range dans un tableau unidimensionnel, conformément au tableau 1.

Tableau 1.

Nr. de la ligne de Y	1			2			...	K						...	n	
Elément retenu	$\underline{Y}_{11}$	...	$\underline{Y}_{1n}$	$\underline{Y}$	...	$\underline{Y}_{2n}$	...	$\underline{Y}_{kk}$	$\underline{Y}_{k\,k+1}$	...	$\underline{Y}_{kj}$	...	$\underline{Y}_{kn}$	...	...	$\underline{Y}_{nn}$
Indice dans le tableau unidimens.	1	...	U_1	U_1+1	...	U_{2n}		U_{k-1}		...	L_{kj}	...	U_k	...	...	U_n

Pour établir les indices de ces éléments dans le nouveau mode de rangement (tableau 1) on impose la condition que l'indice de chaque admittance soit une fonction biunivoque des nombres de noeuds afférents. C'est ainsi que l'indice L de l'admittance de transfert entre les noeuds K et J sera : $L=f(K,J)$. Cette manière d'écrire la matrice $[Y]$ facilite considérablement son utilisation

dans les calculs de circulation de puissance.

L'étude du tableau 1 fait remarquer que l'indice L peut etre écrit en tant que somme de trois termes:

$$L = A_1 + A_2 + A_3 \qquad \text{où:}$$

$A_1 = U_{k-1}$ -est l'adresse du dernier élément de la colonne K-1;
$A_2 = 1$ -est l'adresse réservée à l'admittance propre $\underline{Y}_{kk}$;
$A_3 = J-K$ -est l'adresse de l'élément dans la ligne K.

Pour déterminer le terme U_k (adresse du dernier élément de la ligne K) on applique la relation de récurrence:

$$U_1 = 0 + (n-1) + 1$$
$$U_2 = U_1 + (n-2) + 1$$
$$\vdots$$
$$U_k = U_{k-1} + (n-k) + 1$$
$$\vdots$$
$$U_n = U_{n-1} + (n-n) + 1$$

En aditionnant les premiéres K relations il résulte:

$$U_k = \sum_{i=1}^{K} \left[(n-i)+1 \right] = K.(n - \frac{K-1}{2}) \qquad (*)$$

Donc l'indice L(K,J) de l'admittance de transfert $\underline{Y}_{kj}$ entre les noeuds K et J dans le tableau unidimensionnel sera:

$$L(K,J) = U_{k-1} + J - K + 1 = \frac{(2n-K)(k-1)}{2} + J \qquad (x)$$

où: $J \geq K$.

Remarque: Pour J = K on obtient l'indice de l'élément diagonal $\underline{Y}_{kk}$ de la matrice $[Y]$, (admittance propre du noeud K).

En considérant les restrictions $K \leq n$, et $L \leq n_y$ on peut démontrer la biunivocité de la relation (x). Par consequent, si l'on connaît l'indice L, à partir du tableau unidimensionnel on peut determiner les indices k,j , du même élément dans la matrice Y nombre de la ligne, K, et nombre de la colonne J). Dans ce but on propose d'utliser la sous-routine dénomme conventionnellement "TRANSFER", (fig.1), où les grandeurs d'entrée sont n,L et les grandeurs de sortie K et J.

3.Modalité d'utilisation. Conclusions

L'ordonnancement des éléments de la matrice $[Y]$ dans le tableau unidimensionnel est realisé en déterminant l'indice de chaque élément en fonction de sa position dans la matrice. Puisque dans le calcul de la circulation de puissances cette opération inter-

vient frequemment, il est avatageux d'utiliser à cette fin une procédure du type FONCTION.

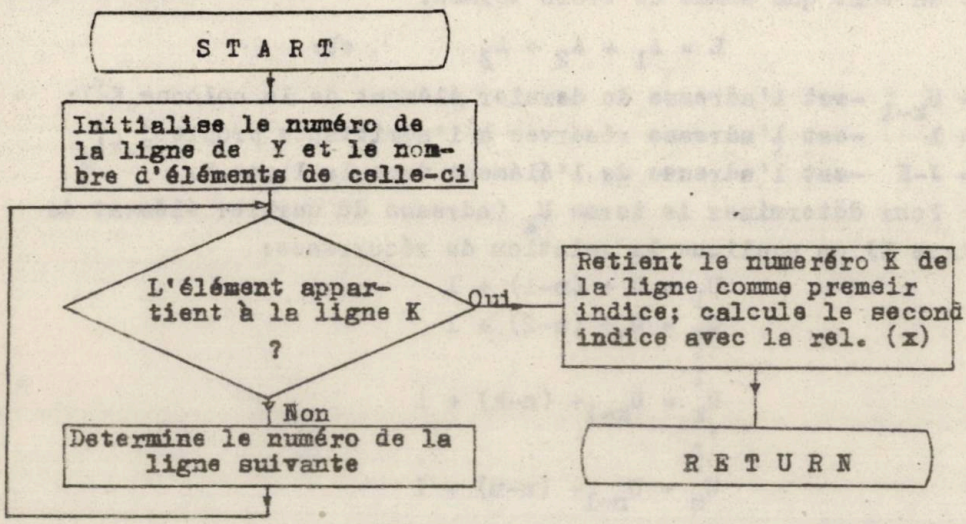


Fig.1. Ordinnogramme de principe de la sous-routine TRANSFER

La modalité d'ordonnancement proposé des éléments de la matrice d'admittance nodale permet le déterminer facilement les indices de la matrices dans le tableau unidimensionnel en fonction de leurs coordonnées dans la matrice [Y]oui inversement, en fonction des indices des éléments dans le tableau unidimensionnel on peut determiner biunivoquement leurs coordonées dans la matrice [Y].

L'algorithme présenté peut etre utilisé afin d'ordonner en tableau unidimensionnele toute matrice symétrique par rapport à la diagonale principale, se justifiant notamment dans le cas des matrices à grandes dimensions.

BIBLIOGRAPHIE

11 Potolea E., Calculul regimurilor de funcţionare ale sistemelor electroenergetice, Editura tehnică, Buc. 1977.

2. Andrei N., Răsturnoiu C., Matrice rare şi aplicaţiilelor, Editura tehnică,Bucureşti, 1983.

3. Dimo P., Modele REI şi indicatori de stare, Editura academiei RSR, Bucureşti, 1979.
Reçu à la rédaction le 6 juin 1983

ALGORITM DE ORDONARE A ELEMENTELOR MATRICII DE ADMITANTA NODALA INTR-UN TABLOU UNIDIMENSIONAL

Rezumat

Lucrarea prezintă un algoritm practic de ordonarea a elementelor matricii de admitanţă nodală într-un tablou unidimensional.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

D.C. MOTOR SPEED ADJUSTING WITH MICROPROCESSOR

Popescu V., Bogdanov I., Andreicinc D.

1. Introduction

D.C. motors speed adjusting is a frequent problem in industrial processes today. Various analogue and digital techniques concerning speed control have already been solved and used on a large scale. Among the well known techniques of D.C. motor speed rating, the most frequent is the voltage mean value adjusting method.

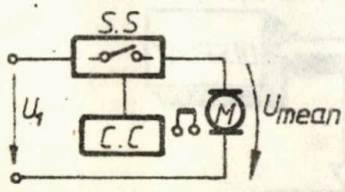


Fig.1. Block diagram of a D.C. driving motor

The mean value across the motor terminals (fig.1) is given by :

$$U_{mean} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)dt = \frac{T_c}{T}\cdot U_1 \qquad (1)$$

where T is the repetitive period of one cycle for the "on-off" states of the static switch, T_c is the time interval when the switch is on, and U_1 supply voltage. Keeping constant U_1 and T and modifiying T_c, an adjustable mean value supply voltage at the D.C. motor terminals is obtained. The control circuit (C.C., fig.1) has to generate a train of pulses with a constant period and variable duty cycle.

The paper presents a method of speed adjusting for a D.C. motor by width-pulse modulation where the control system is an 8085 microprocessor and the static switch consists of power transistors. The driven motors are less than 100 W.

2. The control circuit description

The control circuit which was built is based on the 8 bit 8085 microprocessor. Adding the 8155 and 8355 circuits, the 8085 microprocessor becomes a good microcomputer system. The 8155 circuit consists of a 256 byte RAM, an input-output interface with tr

three external ports, two 8 bit ports and one 6 bit port, and a programmable timer. The 8355 circuit contains 2 Kbytes of PROM and an interface circuit with two 8 bit ports [2]. A supplimentary 32 Kbyte dynamic RAM was connected in order to extend the capacity of the system.

The system configuration is presented in fig.2.

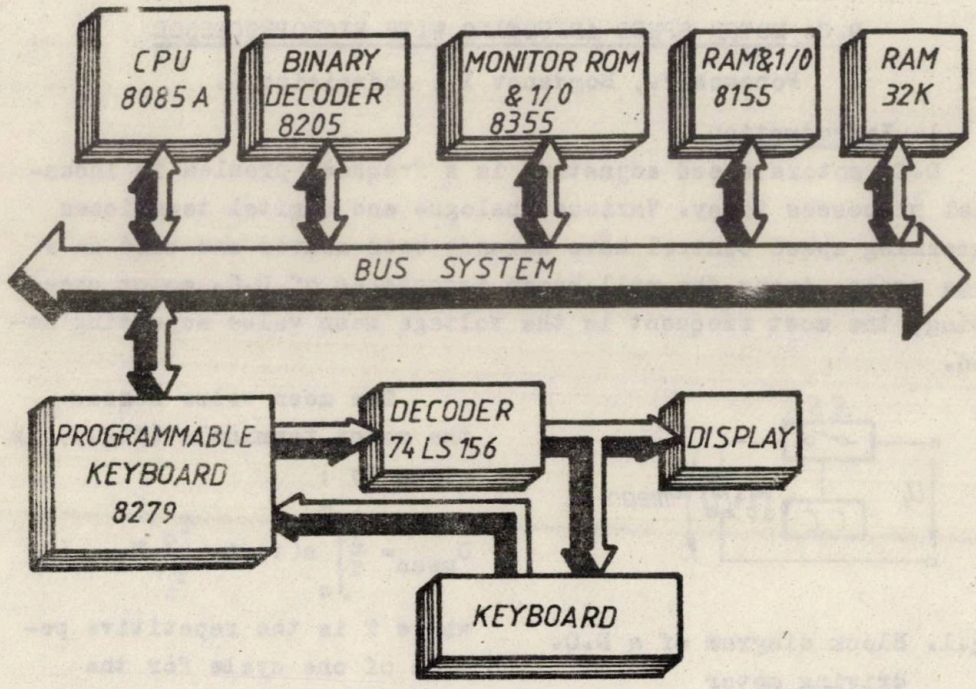


Fig.2. Control circuit configuration

3. The power circuit

D.C. motors, often used in robotics, can be driven with a transistor bridge like in fig.3. Such a connection allows two sense commands of the motor, as the T_1T_2 or T_3T_4 pairs are turned on. The sense command is obtained by applying "1 with 0" or "0 with 1" logical signal pairs at the S_1 and S_2 inputs. By means of the T_5 and T_6 transistors, the T_1T_2, respectively the T_3T_4 transistor pairs are turned on by the same imput siganl. As the transistor bridge is controlled by the microcomputer system it is enough to use only 2 bits of a single output port.

In order to ensure galvanic insulation between the power circuit and the microprocessore an optical coupling was used (fig.4).

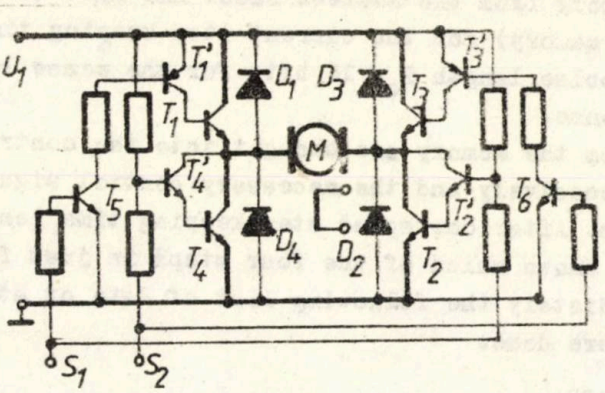


Fig.3. Basic power circuit

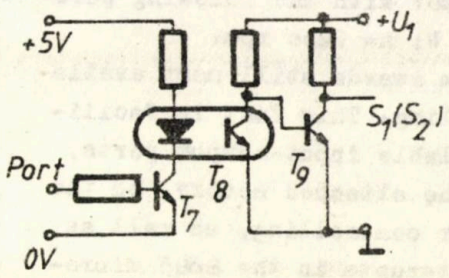


Fig.4. Optical coupling circuit

4. Software implementation of four speed steps

Control signals for transistors in a power circuit are obtained by a correct fitting of two bits of the microsystem output ports. The fitting is achived by programming. Function of the necessary sense, one bit is settled to logical "0", while the second one is settled on logical "1" for the T_c interval, then logical "0" is turned on for the T_p time, becoming "1" again after that, and so on, generating pulses of a certain frequency and a certain duty cycle imposed by the necessary speed.

The sequence of pulses is maintained for a certain interval of time imposed by necessities ; thus a speed step is obtained for a well determined time length. After exhaustion of the current speed step keeping time length the system achieves a new fitting of the 2 bits of the output port for another speed another time interval, and so on. In this way a speed step row is obtained and it can be programmed and changed as necessary.

At the same the program controls the sense of rotation, as long as one of the bits of the output port is settled on logical "0", while at the other is obtained a sequence of pulses establishing the speed, but for the second sense the two bits of the output port are settled conversly. The system achieves four different speed steeps, and keeps them for different time lengths in

any sense. The proper program uses a list of data which is placed in the system memory from the address 82oo. The list contains 16 bits (2 words of memory) for the current step keeping time length, 16 bits for the pulse length T_c, 16 bits for the pause length T_p, and 8 bits for sense.

The data from the memory are brought into the control unit of the system succesively and the necessary control signal are sent to the ports. After one speed step keeping time length is over the program knows which of the four steps is just finished and selects immediately the following list of data or steps if the four steps were done.

5. Conclusions

The abowe presented method of speed control has been used to control a separate excitation D.C. motor with the following parameters : type EA-511; U_n= 24 V; P= 6o W; n= 22oo rpm.

The utilized microcomputer system awards still many available assets towards D.C. motor controlling. This fact is facilitated by the great number of the available input-output ports, by the relatively great capacity of the attached memory, bu the relativly slow processes in D.C. motor controlling, as well as by advangeous ways of treating the interupts in the 8o85 microprocessor.

D.C. motors microcomputerized controlling in industrial robots offers the advantage of direct subordination to the robot central process unit, so that the suplimentary interfacing used in analogue controlling becomes now unnecessary.

BIBLIOGRAFIE

1. Wasim,A., A new technique for speed control of electric motors, IEEE Trans. on I.E.C.I., vol.25, No.1, Febr.1978, pp 79-8o

2. Lupu,C., Teplea,V., Purice,E., Microprocesoare, aplicaţii. Ed.militară, Bucureşti, 1982

Manuscript received febr.1, 1983.

MODIFICAREA TURAŢIEI UNUI MOTOR DE CURENT CONTINUU FOLOSIND UN MICROPROCESOR

Rezumat

Lucrarea de faţă prezintă o schemă de comandă pentru motoare de curent continuu de mică putere. Folosind metoda reglării valorii medii a tensiunii de alimentare prin modificarea factorului de umplere s-a implementat o schemă de comandă pe un sistem cu microprocesorul 8o85.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

CIRCUIT FOR MEASURING RADIUS AT TELESCOPIC AUTOCRANES

Toma L.

1. Introduction

The circuit presented in the paper is part of the LEM-82 electronic moment limiter used as protection accessory equipment for AMT-125o autocranes, currently designed at I.M.Timişoara. The limiter avoids crane overloading and provides a means for automatic stability control. Moreover, the limiter offers the possibility of measuring and displaying the radius defined by:

$$R = l \cos\alpha - k \qquad (1)$$

where l is the boom length, α is the angle between the boom and the horizontal plane, while k is a constant which results from the crane construction. Information regarding length and angle, represented by voltages v_α and v_l, is obtained from two transducers:

$$v_\alpha = K_1(\alpha - \alpha_{min}) \qquad (2)$$

$$v_l = K_2 l \qquad (3)$$

where α_{min} is the minimum value of angle α .

The circuit for measuring the radius, shown in Fig.1, includes a nonlinear amplifier NA with the transfer function given by

$$v_{c\alpha} = K_3 \cos\alpha = K_3 \cos\left(\frac{1}{K_1} v_\alpha - \alpha_{min}\right). \qquad (4)$$

The output current i_p of the multiplier MC is

$$i_p = K_4 v_l v_{c\alpha} . \qquad (5)$$

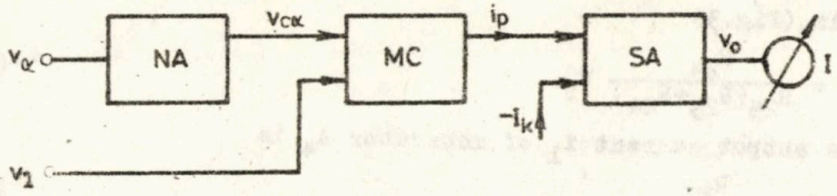


Fig.1. Block diagram.

This current as well as the constant current $I_k = k K_4 K_3 K_2$ represent the input currents of the summing amplifier SA, so that

$$v_o = K_5(i_p - I_k) = K_5 K_4 K_3 K_2 (\cos\alpha - k) = KR. \qquad (6)$$

In the above mentioned equations, K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 and K represents constant values. Equation (6) shows that radius R is given by the values of the output voltage v_o. The instrument I is calibrated in length units.

2. Nonlinear amplifier

The desired transfer function of the NA given by (4) is illustrated by the curve "c" in Fig.2. The transfer function, represented by the segments $d_1, \ldots, d_4$ in Fig.2, corresponds to the nonlinear amplifier shown in Fig.3 and is expressed by

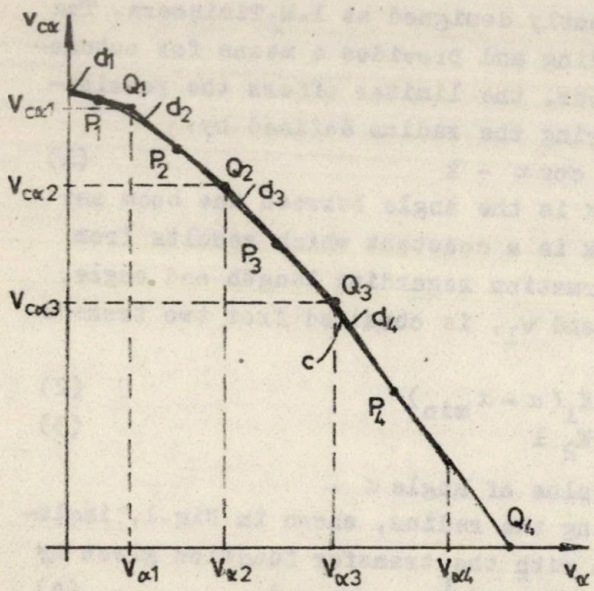


Fig.2. Transfer function of nonlinear amplifier.

$$\frac{v_{c\alpha}}{R_6} + \sum_{i=1}^{3} a_i \frac{v_{c\alpha} - v_{c\alpha i}}{R_i} = \frac{v_r}{R_5} - \frac{v_\alpha}{R_4} \qquad (7)$$

where

$$a_i = \begin{cases} 1, & \text{for } v_{c\alpha} > v_{c\alpha i} \\ 0, & \text{for } v_{c\alpha} \leq v_{c\alpha i} \end{cases}.$$

3. Multiplying circuit

The multiplying circuit (Fig.3), of the pulse height/width modulation type consists of an integrator A_2, a Schmidt flip-flop circuit T_7, T_8, the follower T_9 and the current generators A_3 and A_4. The calibrated output current I_r of generator A_3 is (Fig.3)

$$I_r = \frac{R_{24}}{R_{25}(R_{23}+R_{24})} v_r. \qquad (8)$$

The output current i_1 of generator A_4 is

$$i_1 = \frac{R_{27}}{R_{28}(R_{26}+R_{27})} v_1. \qquad (9)$$

The output voltage of the integrator varies within two thre-

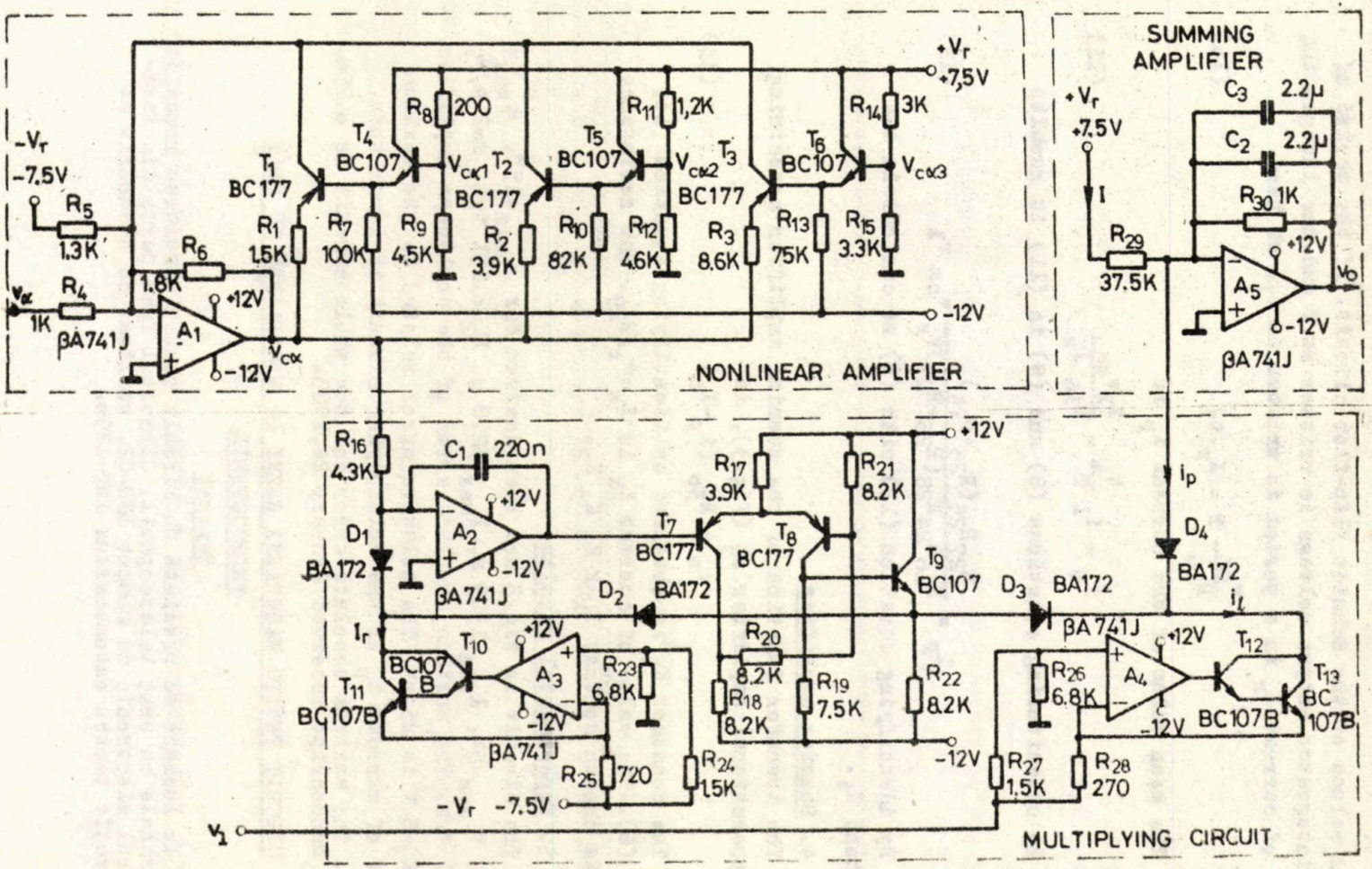


Fig.3. The circuit for measuring the radius.

shold values of the Schmidt flip-flop circuit. If the period of the integrator output voltage is written as T and the integrating time of current I_r in a period is written as t_1, we have

$$\frac{v_{c\alpha}}{R_{16}} T = I_r . t_1 \qquad (10)$$

The mean value of the current i_p is

$$i_p = i_1 \frac{t_1}{T} = \frac{i_1 v_{c\alpha}}{R_{16} I_r} \qquad (11)$$

By substituting equations (8) and (9) in (11) it results that

$$i_p = \frac{R_{27} R_{25} (R_{23}+R_{24})}{R_{16} R_{24} R_{28} (R_{26}+R_{27}) V_r} v_{c\alpha} v_1 \qquad (12)$$

By identifying equation (12) with (5) we can obtain the constant K_4.

4. Summing amplifier

The transfer function of the summing amplifier containing the operational amplifier A_5 (Fig.3), is

$$v_o = R_{30} (i_p - I_k) \qquad (13)$$

The constant K_5 is obtained by identifying equation (13) with (6). The value of current I_k is $I_k = V_r / R_{29}$. The resistance R_{29} is chosen so that $I_k = k K_4 K_3 K_2$.

5. Experimental results

The circuit in Fig.3 has been devised for $\alpha_{min}=15^0$, $\alpha_{max}=80^0$, $V_{max}=5V$, $l_{min}=13.9$ m, $l_{max}=52.8$ m, $K_2=0.151$ V/m, k=2 m, K=0.1 V/m. The maximum absolute error of the nonlinear amplifier for $K_3=8$ V is 25 mV. The relative error related to the maximum value of current i_p of the multiplying circuit is lower than 10^{-3}. The maximum absolute error for the whole circuit is 0.25m.

Manuscript received January 24,1983.

CIRCUIT PENTRU MASURAREA RAZEI LA MACARALELE CU BRAT TELESCOPABIL

Rezumat

In lucrare se prezintă un circuit pentru măsurarea razei la macaralele cu braț telescopabil. Circuitul face parte din limitatorul electronic de moment LEM-82, utilizat ca accesoriu de protecție pentru automacaraua AMT-125o.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

ÜBER DIE BERECHNUNG VON BANDPASSAKTIVFILTERN HÖHERER ORDNUNG MIT EINER BUTTERWORTHÜBERTRAGUNGSFUNKTION

Gherman Gh.

1. Einleitung

Die Aktivfilter mit Übertragungsfunktion vom Typ Butterworth haben maximal abgeflachte Amplitudenkennlinien im Durchlassbereich, welche sich um so mehr einer idealen Kennlinie nähern, je höher die Ordnung der Funktion ist. In vorliegender Arbeit werden die Beziehungen zum Berechnen der Werte der passiven Bauelementen für Bandpassaktivfilter höherer Ordnung mit Butterworth-Übertragungsfunktion behandelt. Die Elementarfilter werden in Kaskade geschaltet, um die gewünschte Ordnung zu erreichen.

2. Analyse der Übertragungsfunktion

Die genormte Tiefpassübertragungsfunktion vom Typ Butterworth n-ter Ordnung, ist [1]:

$$H(S) = \frac{(-1)^n k}{P_n(S)}, \qquad (1)$$

wo S die genormte komplexe Frequenz, k eine pozitive Konstante und $P_n(S)$ das Butterworthpolynom n-ter Grades ist und folgenden Ausdruck hat :

$$P_n(S) = S^n + b_{n-1}S^{n-1} + \dots + a_1 S + 1. \qquad (2)$$

$P_n(S)$ kann für n als Unpaarzahl, in Faktoren zerlegt werden, in der Form :

$$P_n(S) = (S+1)(S^2 + \gamma_1 S + 1)\dots(S^2 + \gamma_{(n-1)/2} S + 1), \qquad (3)$$

und für n als Paarzahl in der Form :

$$P_n(S) = (S^2 + \gamma_1 S + 1)\dots(S^2 + \gamma_{n/2} S + 1). \qquad (4)$$

Die genormte Tiefpassübertragungsfunktion erster Ordnung ist:

$$H_1(S) = -\frac{k_1}{S+1} . \qquad (5)$$

Um die nichtgenormte Bandpassübertragungsfunktion zu erhalten, wendet man folgende Umwandlungen an [2] :

$$S = \frac{\omega_o}{\Delta\omega}\left(\frac{s}{\omega_o} + \frac{\omega_o}{s}\right) , \qquad (6)$$

wo ω_o die Abstimmpulsation, $\Delta\omega$ der Durchlassbereich und s die komplexe Frequenz ist. Aus (5) folgt :

$$H_1(s) = -\frac{k_1 \Delta\omega s}{s^2+\Delta\omega s+\omega_o^2} . \qquad (7)$$

Die genormte Tiefpassübertragungsfunktion zweiter Ordnung ist :

$$H_2(S) = \frac{k_2}{S^2+\gamma S+1} . \qquad (8)$$

Aus (8), unter Berücksichtigung von (6), erhält man die nichtgenormte Bandpassübertragungsfunktion :

$$H_2(s) = \frac{k_2 \Delta\omega^2 s^2}{s^4+\gamma\Delta\omega s^3+(2\omega_o^2+\Delta\omega^2)s^2+\gamma\omega_o^2\Delta\omega s+\omega_o^4} . \qquad (9)$$

Man kann schreiben :

$$H_2(s) = H_{21}(s)H_{22}(s), \qquad (10)$$

mit

$$H_{21}(s) = -\frac{k_{21}\Delta\omega s}{s^2+\alpha\omega_{o1}s+\omega_{o1}^2} \; ; \quad H_{22}(s) = -\frac{k_{22}\Delta\omega s}{s^2+\alpha\omega_{o2}s+\omega_{o2}^2} . \qquad (11)$$

Durch Identifizierung der Koeffizienten aus den Ausdrücken (9) und (10) der Funktion $H_2(s)$, erhält man das System :

$$\left.\begin{aligned} \alpha(\omega_{o1}+\omega_{o2}) &= \gamma\Delta\omega \\ \omega_{o1}^2+\alpha^2\omega_{o1}\omega_{o2}+\omega_{o2}^2 &= 2\omega_o^2+\Delta\omega^2 \\ \omega_{o1}^2\omega_{o2}^2 &= \omega_o^4 \end{aligned}\right\} . \qquad (12)$$

Aus (12) erhält man :

$$\omega_{o1,2} = \frac{\sqrt{(4-\alpha^2)\omega_o^2+\Delta\omega^2} \pm \sqrt{\Delta\omega^2-\alpha^2\omega_o^2}}{2} . \qquad (13)$$

Die Beziehung :

$$\Delta\omega^2 - \alpha^2\omega_o^2 > 0 \qquad (14)$$

ist erfüllt für :

$$\alpha < \frac{\Delta\omega}{\omega_o} = \delta . \tag{15}$$

Wenn die Beziehung (15) erfüllt ist, dann ist auch :

$$(4-\alpha^2)\omega_o^2 + \Delta\omega^2 > 0 , \tag{16}$$

also sind ω_{o1} und ω_{o2} reell und positiv, und zwar :

$$\left.\begin{aligned} \omega_{o1} &= s\,\omega_o \\ \omega_{o2} &= \frac{\omega_o}{s} \end{aligned}\right\} , \tag{17}$$

mit :

$$s = \sqrt{\frac{\delta^2-\alpha^2}{4}+1} + \sqrt{\frac{\delta^2-\alpha^2}{4}} . \tag{18}$$

Weiter ist :

$$\alpha^2 = \frac{4+\delta^2 \pm \sqrt{(4+\delta^2)^2-4\gamma^2\delta^2}}{2} , \tag{19}$$

wobei notwendig ist, dass :

$$4+\delta^2 \geq 2\gamma\delta . \tag{20}$$

Da die Koeffizienten γ aus (3,4) immer kleiner sind als 2, ist die Beziehung (2o) immer erfüllt, wenn der Gütefaktor $1/\delta$ grösser als 1 ist. Wenn man einen grossen Gütefaktor erzielen will, wird vor dem Wurzelzeichen in der Beziehung (19) nur das Minus in Betracht gezogen, also :

$$\alpha = \sqrt{\frac{4+\delta^2-\lambda}{2}} , \tag{21}$$

wobei

$$\lambda = \sqrt{(4+\delta^2)^2-4\gamma^2\delta^2} . \tag{22}$$

3. Berechnung einiger Elementarfilter

Die Elementarfilter werden innerhalb des Filters höherer Ordnung mit Bandpassübertragungsfunktion vom Typ Butterworth, Übertragungsfunktionen der Form $H_1(s)$ und $H_{2i}(s)$ $(i=1,2)$ realisieren. Man nehme den Aufbau eines Elementarfilters mit mehrfacher Rückkopplung an (Abb.1), welche den Vorteil hat, eine kleine Anzahl passiver Bauelemente zu verwenden. Die Übertragungsfunktion ist [2] :

$$H(s) = -\frac{\frac{1}{R_1C}s}{s^2 + \frac{2}{R_3C}s + \left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)\frac{1}{R_3C^2}} , \tag{23}$$

wo C ein beliebiger passender Wert ist. Wenn der Wert von R_1 be-

stimmt ist, dann erhält man aus dem Vergleich der Beziehungen (7) und (23) folgendes :

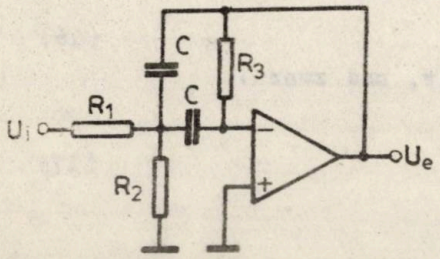


Abb.1. Aufbau eines Elementarfilters mit mehrfacher Rückkopplung

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{k_1 \Delta\omega C} \\ R_2 &= \frac{\Delta\omega}{(2\omega_o^2 - k_1 \Delta\omega^2)C} \\ R_3 &= \frac{2}{\Delta\omega C} \end{aligned}\right\} . \qquad (24)$$

Wenn man eine Übertragungsfunktion der Form $H_{2i}(s)$ erhalten will, wobei k_{2i} bestimmt ist (i=1,2), dann vergleicht man die Beziehungen (11) mit (23) und erhält :

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{k_{2i} \Delta\omega C} \\ R_2 &= \frac{\alpha}{(2\omega_{oi} - \alpha k_{2i} \Delta\omega)C} \\ R_3 &= \frac{2}{\Delta\omega_{oi} C} \end{aligned}\right\} . \qquad (25)$$

4. Experimenteller Nachweis

Auf Grund der in dieser Arbeit abgeleiteten Beziehungen (24) und (25) wurde ein Aktivfilter 6. Ordnung mit einer Bandpassübertragungsfunktion vom Typ Butterworth berechnet. Der Filter wurde mit Operationverstärkern des Typ βA741 und ausgewählten passiven Bauelementen entwickelt und hat die an ihn gestellten Ansprüche erfüllt.

LITERATUR

1. Gazin,J.P., Manuel d'applications C.I.L., tome 3. Filtres actifs à amplificateurs opérationnels. Thomson-CSF,1974.

2. Heinlein,W.E., Holmes,W.H., Aktivnîe filtrî dlia integralnîh shem. Moskva, "Sviazi", 1980.
Manuskripteingang 28. März 1983

CALCULUL FILTRELOR ACTIVE DE ORDIN SUPERIOR TRECE BANDA CU FUNCTIE DE TRANSFER BUTTERWORTH

Rezumat

In lucrare se deduc relaţiile de proiectare a filtrelor active de ordin superior trece bandă cu funcţie de transfer Butterworth, celulele elementare cu reacţie multiplă conectîndu-se în cascadă. Verificările experimentale au certificat corectitudinea relaţiilor de calcul.

Buletinul Ştiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 198

THEORETICAL SURVEY ON INTERCONNECTING COMPUTERS FOR DIDACTIC PURPOSES

Strugaru C., Holban St., Florea D.

1. Introduction

The paper presents the criteria used in choosing solutions to interconnect a certain number of digital computers. We aimed at supplying further possibilities for scientific research and, mainly, for didactic purposes, both with respect to the development of the computation capacity and to the peripheral equipment.

2. General presentation of the interconnected systems

The interconnected computers were: two systems - ROBOTRON 42o1 type and three mycrosystems based on the microprocessor 8o8o.

2.1. The ROBOTRON 42o1 systems [3]

The ROBOTRON 42o1 computer belongs to the third generation, uses 2 bytes, has one main memory of 32 K bytes, made up of ferrites and having a cycle of 1.3 μs. The central unit is able to execute 54 instructions. The peripheral devices may be operated by means of the programmed channel or by the direct access channel.

Each system consists of four units of magnetic discs, four units of magnetic tapes, two card readers, one series printer, one parallel printer, two units of magnetic cassettes, two punched - tape readers and tape punchers and one console. The process coupler URSADAT 4o1o [4] as well as two units of magnetic drums are connected to the ROBOTRON 1 system. The analogue - hybrid computer ADT 3ooo [5] is connected to the ROBOTRON 2 system. Five video terminals of the videotone type [6], located in two different rooms, are connected to each of the two systems, situated at different levels. These terminals are the starting points for programmes fulfilled by means of the conversational language DIWA [7].

2.2. The microsystem μ S_o

The configuration of the microsystem μ S_o is presented in fig.1. The central unit consists of a single chip and is made up of the static 2KO-RAM GKO-EPROM 27o8 and the 32KO ferrite memory type AMPEX [8]. The microsystem is equipped with peripheral devices,

some of them having special functional characteristics [9] presents the interfaces with the DAF lool, the tape reader and puncher, as well as a command and control pannel.

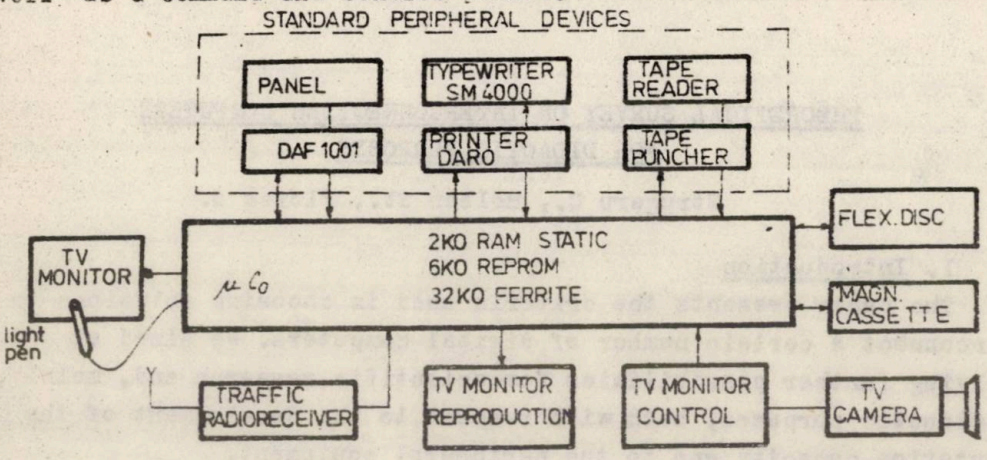


FIG.1. THE CONFIGURATION OF THE MICROSYSTEM μS_0

The microsystem has an additional flexible disc whose interface is related to the capsule 8271, being able to operate by interruptions or by direct transfer with the memory. The interface of the magnetic cassette type PR1 is presented in [1o,11]. The microsystem also includes an interface allowing the digitization of TV images and their display on a TV monitor, as well as an alphanumeric interface for a TV monitor with a programmable adapter. Besides, there is a programmable adapter connected to the microsystem that helps to process messages of the RTTY type overtaken by a traffic radioreceiver and print them by means of the system console or display them on a DAF lool. The microsystem μS_0 commands a memory programmer EPROM 27o8.

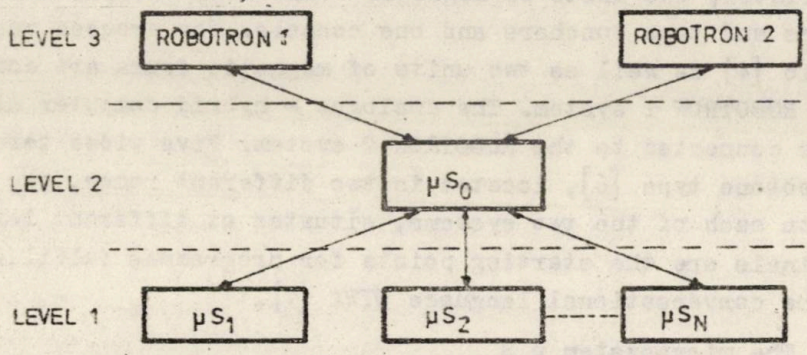


FIG.2 THE INTERCONNECTING OF COMPUTERS

2.3. The microsystems μS_i

These systems use the microprocessor 8o8c of a reduced complexity. The central unit has a single chip, provided with a 1 KO memory RAM static and a 1-2 KO memory EPROM 28.o8.

At present there are two such microsystems with a complete set of

standard peripheral equipment as mentioned above. A further stage of research will develop new microsystems with various configurations.

2.4. System programmes

The microsystems μS_1 contain in the EPROM 27o8 memories a number of subroutines necessary for the dialogue with the standard peripheral equipment. By changing the capsule, the microsystem is controlled by a monitor that offers to the user 5-7 commands. The microsystem μS_0 has a rather great number of programmes resident in the EPROM 27o8 memories and in the ferrite memory. Among these we mention:

- 5 KO monitor - assembler
- 2 KO monitor including programmes used in order to: digitize and reproduce TV images, receive RTTY radio messages, operate the light pen, control the standard peripheral equipment a.s.o.
- programmes for operating the flexible disc and the magnetic cassette.
- a BASIC interpreter aided by a specialized monitor having the general purpose of assuring the dialogue with the peripheral equipment, of saving and loading the programmes written in this language.

The ROBOTRON 42o1 systems work in the ASPO-OSPO operating system. These operating systems provide the users with assemblers for the DIWA, FORTRAN, ROBOTRON languages. At the same time they supply a system of files for magnetic discs, tapes and drum, as well as programme systems for file maintenance. These operating systems are the most complex offering a large range of facilities for the user.

3. The interconnection structure [1,2]

In choosing the optimum interconnection structure, function, mainly, of the component computers, the following aspects have been taken into consideration:

a) The computers belong to different types, both from the design point of view (ROBOTRON - type systems with discrete circuits and systems based on 8o8o microprocessors) and from the computational capacity viewpoint.

b) The operating systems are completely different. This is due to the difference in the instruction set as well as to the difference in word length.

c) The supply of peripheral equipment is quite different, both in number and in type. Thus, the ROBOTRON systems have the largest supply of standard peripheral equipment, while the μS_0 microsystem has the most complex supply of special peripheral devices.

All these required the choice of structure presented in fig.2. The hierarchy of the three levels is function of the system complexity as well as computation capacity. Thus, the ROBOTRON systems are situated on level 3, the μS_0 system on level 3, and the μS_i systems on level 1. The microcomputers on the levels 1 and 2, due to technological identity are interconnected in a multiprocessor structure with the μS_0 system of the master-type and the μS_i systems of the slave-type. Within the structure in order to offer the possibility of adding easily new slave-type systems, the comunication is achieved by interruptions. The systems situated on level 3 have been interconnected with each other by means of the microsystem μS_0 located on the level 2. This solution was necessary to avoid the interconnection between two systems of the same type, to enable the user situated on a certain level have access to the facilities provided by a more poverful system.

Bibliography

1. Davies D., Babrer D., Reţele de interconectare a calculatoarelor, Ed.Tehnică, Bucureşti, 1976.

2. Holban St., Sisteme multiprocesoare, Referat de doctorat, IPT, Fac.electrotehnică, 1982.

3. Robotron 4201. Information für Programmierer VEB Robotron.

4. URSADAT 4010. Documentaţie tehnică.

5. ADT 3000 Technische Beschreibung und Technische Hung.

6. Alphanumerisches Datensichtgerät Typ VIDEOTON 430, BUDAPEST 1976

7. DIWA 4200. Dialogsystem für Wissenschaftlich-Technische Aufgaben.

8. Ampex 1620 care memory module. Technical manual.

9. Mureşan T., Microprocesorul 8080 în aplicaţii, Facla,1981.

10. Truscă M.,ş.a., Interfaţa cu caseta magnetică PK-1, Proiect diplomă 1982.

11. Fezer I.,ş.a., Microcalculator realizat cu microprocesorul 8080, Proiect diplomă 1981.

Manuscript received July 5, 1983

ASPECTE TEORETICE PRIVIND INTERCONECTAREA UNOR CALCULATOARE IN SCOPURI DIDACTICE

Rezumat

In lucrare sînt prezentate aspectele teoretice care au stat la baza interconectării a două sisteme de tip ROBOTRON KRS-4201 existente la Institutul Politehnic din Timişoara cu un număr de patru microsisteme realizate cu microprocesorul 8080.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

SCHNITTSTELLE ZUR PROGRAMMIERUNG DER PROM-4188-SPEICHER

Vlăduţiu M., Florea D.

1. Einleitung

Das Programmieren der PROM, EPROM-Speicher erfordert die Benutzung eines sogenannten "Programmierers", welcher alle Bedingungen erfüllen muss, die zum Programmieren in den Katalogen angegeben sind. Ein solcher Programmierer kann als ein unabhängiges EQUIPMENT oder als eine Schnittstelle für den Computer gebaut werden. Für den Fall dass man ihn als Schnittstelle für den Computer benutzt, werden in dieser Arbeit das Schema einer originellen Schnittstelle, zum Programmieren der PROM-4188-Speicher, sowie die dazugehörenden Programme vorgeführt. Die beschriebene Schnittstelle wurde für einen Mikrocomputer mit dem 8080-Mikroprozessor hergestellt.

2. Schaltkreise zum Programmieren des 4188-Speichers

Vor dem Programmieren beinhaltet der Speicher in allen 256 Bits einen den niederen logischen Wert (LOW). Die Prozedur des Programmierens ist nicht rückgängig, so dass, wenn ein Bit-Ausgang gestört ist, dieser Bit für immer auf den höheren logischen Wert (HIGH) programmiert ist. Das Lesen eines Wortes (BYTE = 8 BIT) erfolgt durch das Heranbringen der HIGH-Bits an die zuständigen Adresseneingänge, während der $\overline{CS}$ Eingang LOW-Pegel hat.

Um beim Programmieren den Sprung der Spannung von 5V auf 10V zu erreichen, benutzt man den Schaltkreis aus Abb.1. Beim Projektieren dieses Schaltkreises hat man berücksichtigt, dass der Stromverbrauch 100 mA ist bei der Versorgungsspannung V_{cc} = 10V.

Für PRG = 0 - wird nicht programmiert - ist der Endtransistor des INVERTERS mit freiem Kollektor blockiert; in der Basis des Transistors T erhält man ein Potential von 10,6 V, so dass der Transistor T blockiert ist; Die Diode D_3 leitet, und das Potential in Punkt V_{cc} erreicht 4,7 V.

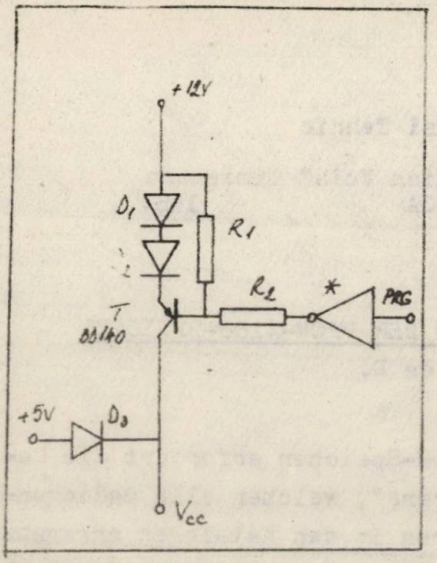


Abb.1. Schaltkreis für die Versorgungsspannung für den PROM-4188-Speicher

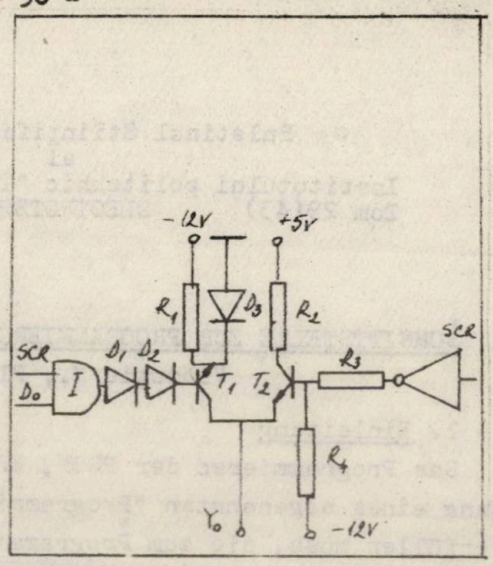


Abb.2. Schaltkreis zum Programmieren und Ablesen eines Bit des PROM-4188-Speichers

Für PRG=1 - wird programmiert - ist der Endtransistor des INVERTERS gesättigt und durch den Teiler aus R_1 und R_2 erhält man in der Basis von T ein Potential von 8V welches den Transistor T zur Sättigung bringt; folglich, erreicht das Potential in V_{cc} lo,3V.

Für alle 8 Pin, Y_0-Y_7 des 4188, welche die Bits eines Bytes darstellen, braucht man einen Schaltkreis zum Ablesen und Aufschreiben. Das elektronische Schema dieses Schaltkreisses wird in Abb.2. dargestellt.

3. Struktur der Schnittstelle

Die Schnittstelle zwischen dem Mikrosystem und dem PROM 4188 (Abb.3) liefert alle Befehle, welche man zum Ablesen und Programmieren des PROM (gemäss der Anweisung der Herstellerfirma benötigt). Dafür ist die Schnittstelle aus folgenden Schaltkreisen gebildet: der Adress-Buffer (RTA), des Befehls-Register (RC), der Daten-Buffer (RTD), Schaltkreise für 3 Zustände (CTS), Schaltkreise für die Versorgungsspannung (CA), sowie Schaltkreise zum Ablesen und Programmieren der Bits (CPCB). Die Adressen von der abgelesen oder in die aufgezeichnet wird, wird in den PROM vom Mikroprozessor im RTA abgegeben, welcher aus zwei CDB495-Schaltkreisen gebildet ist. Die Eingänge in den RTA sind an den Daten-Bus des Mikrosystems, MD_0 - MD_7, angeschlossen. Die Ausgänge des RTA sind mit den Eingängen verbunden, welche an die Adresseingänge des zu programmierenden Speichers, gehen.

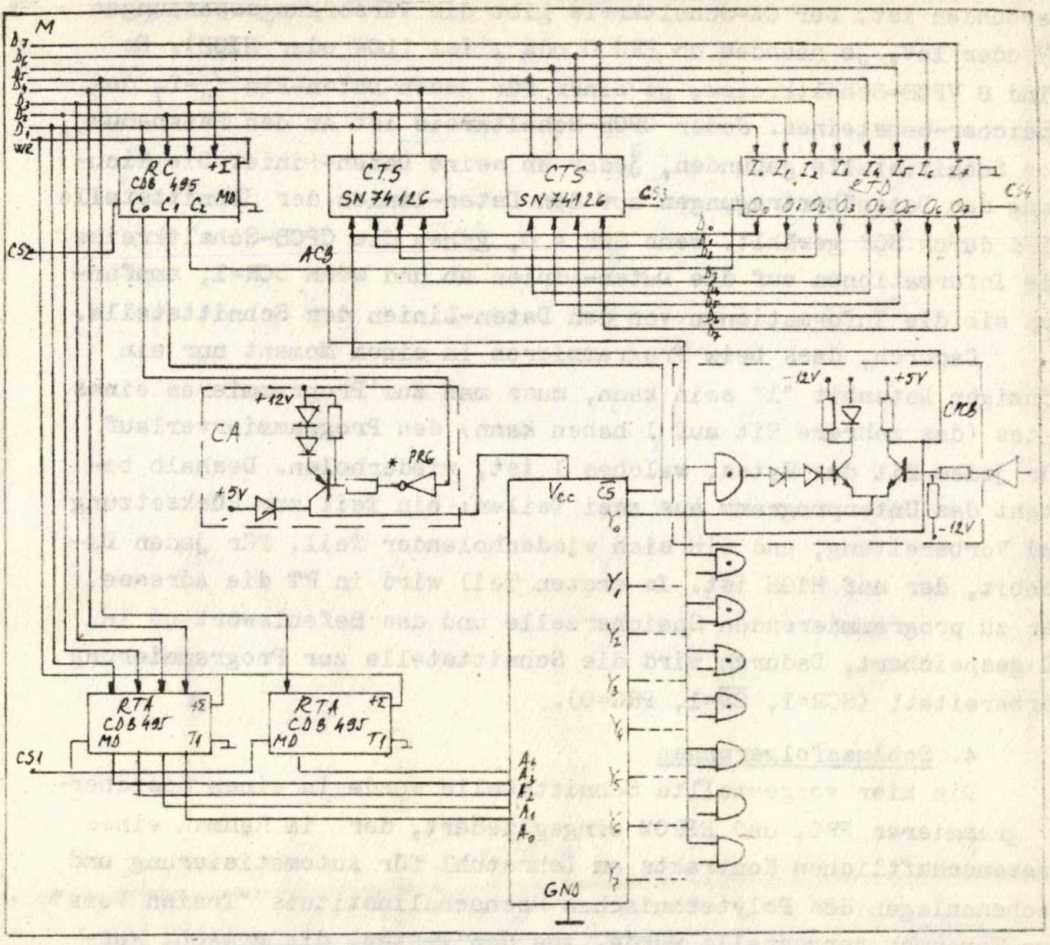


Abb.3. Das Schema der Schnittstelle

Bezüglich der Algorithmen zum Ablesen oder Programmieren, zeichnet der Mikroprozessor in RC einen Binär-Code, auf welcher zur Folge hat, dass CS, SCR oder PRG auf 0 oder 1 gesetzt werden. Die CTS-Schaltkreise sind aus zwei SN74125 gebildet und wenn sie vom Mikrosystem gewählt werden (durch LOW auf $\overline{CS3}$), dann erlauben sie den Durchgang der Informationen, welche sich auf dem Daten-Bus der Schnittstelle befinden (D_0-I_7), auf den Daten-Bus des Mikrosystems. Das Mikrosystem gibt in RTD das Byte (Oktet) ein, welches in den PROM an die durch den Inhalt des RTA festgelegten Adresse programmiert wird. RTD ist aus dem 8212-Baustein gebildet und hat 3 Zustände (STATE) - Ausgänge, welche nur dann aktiv sind, wenn SCR = HIGH (logisch "1").

Der Daten-Bus des Mikrosystems ist an all diese Bausteine gebunden, welche vom Mikroprozessor als Ein/Ausgänge gesehen werden, so dass jeder Baustein zum Empfang/Abgabe der Daten an den Daten-Bus durch Aktivierung des jeweiligen $\overline{CS}$ durch das Mikrosystem

verbunden ist. Der CA-Schaltkreis gibt die Versorgungsspannungen 5V oder 10V, je nachdem ob PRG 0 oder 1 ist (LOW oder HIGH). Es sind 8 VPCB-Schaltkreise, je einer für jeden Daten-Pin Y_0-Y_7 des Speicher-Bausteines. Jeder CPCB-Schaltkreis ist an den Daten-Bus der Schnittstelle gebunden, jeder an seine Daten-Linie. Die Richtung der Datenübertragungen auf den Daten-linien der Schnittstelle wird durch SCR gewählt. Wenn SCR = 0, gehen die CPCB-Schaltkreise die Informationen auf die Daten-Linien ab und wenn SCR=1, empfangen sie die Informationen von den Daten-Linien der Schnittstelle.

Dadurch, dass beim Programmieren in einem Moment nur ein einziger Datenbit "1" sein kann, muss man zum Programmieren eines Bytes (das mehrere Bit auf 1 haben kann) den Programmierverlauf für jedes Bit des Bytes, welches 1 ist, wiederholen. Deshalb besteht das Unterprogramm aus zwei Teilen: ein Teil zur Rücksetzung und Vorbereitung, und ein sich wiederholender Teil, für jeden Datenbit, der auf HIGH ist. Im ersten Teil wird in RT die Adresse der zu programmierenden Speicherzelle und das Befehlswort 06 in RC gespeichert. Dadurch wird die Schnittstelle zur Programmierung vorbereitet, (SCR=1, $\overline{CS}$=1, PRG=0).

4. Schlussfolgerungen

Die hier vorgestellte Schnittstelle wurde in einen Speicher-[illegible]grammierer PROM und EPROM eingegliedert, der im Rahmen eines wissenschaftlichen Kontrakts am Lehrstuhl für Automatisierung und Rechenanlagen des Polytechnischen Hochschulinstituts "Traian Vuia" aus Temeswar hergestellt wurde. Aus den Testen, die gemacht wurden, konnte man ein sicheres Ablesen und Programmieren der PROM-Speicher feststellen.

LITERATUR

1. Mureşan T., Strugaru C., Stoinescu R., Petriu E. Microprocesorul 8080 în aplicaţii, Ed.Facla, Timişoara, 1981
2. Strugaru C., Programator pentru memoria EPROM 2708, Buletinul IPT, Tomul 25, Fascicola 1, pag.201-206
3. Intel Data Catalog

Manuskripteingang 1. Februar 1983.

INTERFATA PENTRU PROGRAMAREA MEMORIEI PROM 4188

Rezumat

In lucrare se prezintă o interfaţă programabilă originală, necesară în procesul de programare al memoriei PROM 4188. Interfaţa a fost inclusă într-un programator de memorii PROM şi EPROM, realizat pe bază de contract la Catedra de Automatizări şi calculatoare a IPT.

Buletinul Ştiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

RUN - TIME SUPPORT FOR THE EDISON PROGRAMMING LANGUAGE

Ciocârlie H., Eleş P.

1. Structure and functions of the run-time support

The run-time support consists of a set of programs providing the functions necessary for running on a given machine the object code resulting after compiling a source program written in a high level programming language. To achieve these tasks, the run-time support of a high-level concurrent programming language is made up of the following functional parts:

- program loader;
- operator communication module;
- virtual code interpreter (only if the compiler generates a virtual code);
- Kernel.

The program loader and the operator communication module execute the initial operations necessary to activate the object code of the program.

The kernel is the part of the run-time support ensuring the interface with the physical resources of the system; at the same time it serves to implement the functions that cannot be expressed by codes of the virtual machine defined for the language. This leads to the following main functions of the kernel [1]: process scheduling and processor management, process synchronization, memory management, interrupt handling, time management, input/output. Thus, the kernel represents an extension of the real (physical) processor, and forms together with the latter a so-called extended processor whose functions support the interpreter (fig.1). The interpreter and the extended processor may be looked upon as a virtual processor executing the virtual code corresponding to the compiled program.

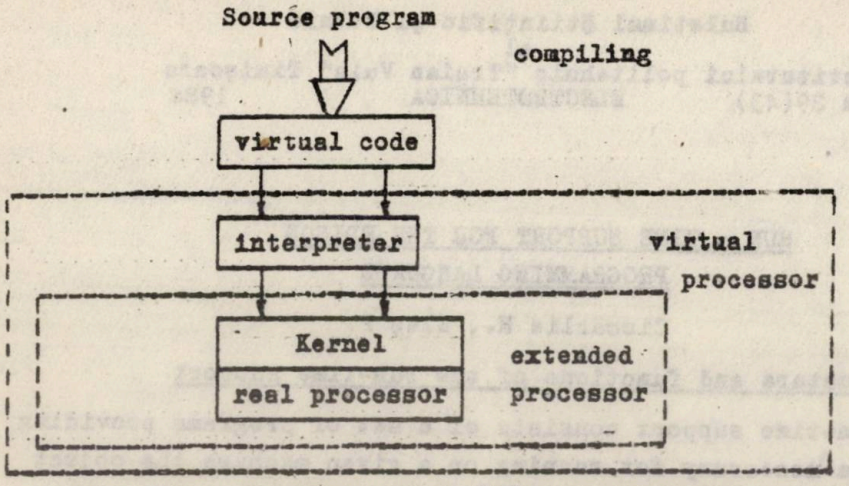


Fig.1 The structure of an Edison processor

Lately, the development of the field brought about the folowing demands concerning the implementation of Kernel-functions and the relationship programmer - programming language - kernel, in realizing concurrent programs [2]:

-most of the functions characteristic to an operating system be written by the programmer in the high level language (this increases the programmer liberty and the transparency of the language implementation);

- the language be defined to allow a wide range of policies to implement the kernel;

- the Kernel be reduced, to facilitate the language implementation (to improve the portability of the language).

Taking into consideration the above mentioned, the paper further presents in detail the basic functions of the kernel for the Edison programming language, implemented on a single-processor system.

To improve the clarity and generality of the presentation, the kernel is considered as a collection of modules written in Edison [3] (with the use of Pascal-like pointer types):

```
proc nucleu
const mmax = "quantity of available memory"
enum stare_proces (activ, asteptare, term_corect, term_eroare)
record bloc_proces (nr:int;stare:stare_proces;adresă:int;
                    registre:stare_registre;l1,l2:int)
pointer acces_bloc ( ↑ bloc_proces)
```

```
var vi:int; "stack pointer for the initial process"
    m:int; "the quantity of the currently allocated
            memory"
    n:int; "number of processes of a cobegin"
- - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - -
module "gestiune_memorie"
- - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - -
module "gestiune_procese"
- - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - -
```

2. Memory management

The variables accessible to a process at a given moment are:
- those corresponding to the initial context [4] of the process; these variables are common to all processes;
- the own variables of a process; they are created during the procedure calls executed by a parallel process and are accessible only to their own process.

Consequently, the main process and the parallel processes will hold their own stack.

It is kernel that has the task to share the free memory space among the processes created by a cobegin statement. After the execution of all the parallel processes corresponding to a cobegin, their own memory space will be liberated automatically (§3),

A very simple policy for assigning the memory space to processes is the following one: when a concurrent statement (cobegin) is reached, the free space is divided evenly among the processes:

```
proc aloc (var proces: acces_bloc)
var lim: int
begin
    lim:= m+(mmax-vi) div n;
proces↑11:=m;
proces↑12:=lim;
m:= lim
end
```

This uniform memory allocation can sometimes result in an inefficient use of the memory space. To improve efficiency, the dimensions of the memory space corresponding to a process can be calculated by the kernel based on some information received from the compiler. This information can result from:

- the process constant, interpreted as the amount of storage required by the process [3];
- the estimation at compile time - of the memory space required by a process.

```
m proc aloc (var proces: acces_bloc; mem:int)
  begin
     if m + mem <= mmax do
        proces ↑.l1:=m;
        proces ↑.l2:=m + mem;
        m: = m + mem
        else true ... "eroare"
  end
```

3. Process scheduling and processor management

The proposed mechanism, designed for a single - processor system is presented in the module "gestiune - procese":

```
module "gestiune - procese"
  const proces_max=...; "numărul maxim de procese"
        nedefinit=0
  array procese [1:proces_max] (int)
  array blocuri [1:proces_max] (acces bloc)
  var proces_activ, contor_procese, primul, ultimul:int;
      şir_procese: procese; adrese_blocuri: blocuri
  m proc init_proces (constantă, adresă_cod: int)
  var tranzacţie: acces_bloc
  begin
    rezervă (tranzacţie);
    aloc (tranzacţie, constantă);
    contor_procese:=contor_procese+1;
    tranzacţie ↑.nr:=contor_procese;
    tranzacţie ↑.adresă:=adresă_cod;
    adrese_blocuri [contor_procese] := tranzacţie;
    introduse (tranzacţie ↑.nr);
    tranzacţie ↑.stare:= aşteptare
  end
m proc trece_aşteptare (adresă_cod: int)
  var tranzacţie: acces_bloc
  begin
    tranzacţie:= adrese_blocuri [proces_activ] ;
    salv_reg (tranzacţie ↑.registre);
```

```
        tranzacţie ↑.adresă:= adresă_cod;
        introduce (tranzacţie ↑.nr);
        tranzacţie ↑.stare:= aşteptare;
        proces_activ:= nedefinit
    end
  * proc lansează_proces (var  adresă_cod:int)
    var tranzacţie: acces_bloc; nr_proces:int
    begin
      if contor_procese=1 do nr_proces:=1;m:=vi else true do
        extrage (nr_proces) end;
    tranzacţie:= adrese_blocuri  nr_proces  ;
    tranzacţie ↑.stare:= activ;
    proces_activ:= tranzacţie ↑.nr;
    adresă_cod:= tranzacţie ↑.adresă;
    ref_reg (tranzacţie ↑.registre)
    end
  proc init_program
    begin ... end
* proc term_proces
    var tranzacţie: acces_bloc
    begin
        tranzacţie:= adrese_blocuri [proces_activ] ;
        tranzacţie ↑.stare:=term_corect;
        proces_activ:=nedefinit;
        contor_procese:=contor_procese-1;
        if contor_procese=0 do "term" ... end
  end
* proc întrerupere_proc_princ
  begin ... end
  proc introduce (proces: int)
  begin
    şir_procese [ultimul] :=proces;
    ultimul:= ultimul mod proces_max +1
  end
  proc extrage (var proces: int)
  begin
    proces:= şir_procese [primul] ;
    primul := primul mod proces_max + 1
  end
```

```
proc salv_reg (registre: stare_registre)
  begin ... end
proc ref_reg (var registre: stare_registre)
  begin ... end
proc rezervă (pointer: acces_bloc)
  begin ... end
proc eliberează (pointer: acces_bloc)
  begin ... end
  begin
     init_program;
     primul:=1;
     ultimul:=1
  end
```

The main functions implemented in this module are:

a) the creation of the n processes defined by a cobegin;
b) preemption of the active process;
c) termination of a process;

4. Conclusions

Defined by P.B.Hansen in 1980, the Edison concurrent programming language is remarkable due to its simplicity and flexibility. Its implementation on single-processor systems involves more possible solutions; some of them ware approachad in the present paper.

BIBLIOGRAPHY

1. Hansen P.B., The Nucleus of a Multiprogramming System, CACM, 13 (4), 1970.
2. Joseph M., Towards more general Implementation Languages for Operating Systems, Operating Systems Theory & Practice, North Holland Publishing Co., 1979.
3. Hansen P.B., Edison, a Multiprocessor Language, Software Practice & Experience, 11, p.325-361. 1981.
4. Hansen P.B., The Design of Edison, Software Practice & Experience, 11, p.363-369, 1981.
Manuscript received February 1, 1983.

EXECUTIV PENTRU LIMBAJUL EDISON

Rezumat

Lucrarea reprezintă un studiu în vederea implementării limbajului concurent Edison. In prima parte se prezintă structura şi funcţiile executivului pornind de la considerente mai generale privind implementarea limbajelor de nivel înalt concurente.In partea a doua se tratează în detaliu sarcinile de bază ale nucleului, gestionarea memoriei şi planificarea proceselor ,exemplificînd algoritmii proiectaţi chiar în limbajul Edison.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTENICA 1984

DAS STEUERUNGSSYSTEM DER VERARBEITUNG DURCH ELEKTROEROSION DES MIKROBOHRERS

Babuţia I., Lungu O., Mureşan I.

1. Einführung

Die dimensionelle Verarbeitung der Metalle durch Elektroerosion basiert sich auf die komplexe, umstetige und lokalisierte Erosionseffekte einer elektrischen Entladung die durch wiederholte enttündete Impulse zwischen dem Verarbeitungsobjekt und dem Elektrode stattfindet. Die Verarbeitung durch Elektroerosion ist nur dann möglich, wenn man einige Bedingungen respektiert wie zum Beispiel die standige Wiederherstellung des Anfangzustandes in einem Erosionsinterval für die Einhaltung einiger Konstantbedingungen für den Verlauf der Verarbeitung. In diesem Sinne werden verschiedene Systeme benutzt die die Bewegung des Elektrodes steuern und die Ableitung der Erosionserzeugnisse versichert.

2. Das Steuerungssystem

Die Verarbeitungsausrüstung für elektrische Erosion des Mikrobohrers besteht im Prinzip aus folgenden Teilen: die Maschine, die aus mehreren mecanischen Bauteilgruppen besteht; der Relaxationimpulsgenerator; das Steuerungssystem für den Vorschub des Elektrodes; die Fliess-, und Filterinstallation des flüssingen Dielektrikums.

Das Übersichtsschema eines Selbstregelungssystems für den Elektroerosionsprozess enthält, im Unterschied zu den klassischen Schemen, einen Impulsgenerator, ein Abtastschaltkreis für die Verarbeitung der elektrischen Impulse und ein Regelungssystem für den Vorschub des Elektrodes welcher in diesem

Falle ein metallischer Draht ist.

Der Impulsgenerator kann im Isopuls-, oder Isofreguenzbetrieb arbeiten und besteht aus folgenden Montageeinheiten: der Gleichspannungsguellenblock; der Steuerblock für den Arbeitsbetrieb; die Steuerstufe für die Leistungstransistoren; die Endstufe.

Der Schaltkreis für den Impulsabtaster kann dem Regelungssystem folgende Informationen liefern: die Zeitdauer des Leergangs, die Zeitdauer der normalen Verarbeitung, die Zeitdauer der anormalen Verarbeitung und die Zeitdauer des Kurzschlusses. Das Regelungssystem benützt diese Informationen in der Echtzeit aber es ist auch die Darstellung dieser Zeiten möglich, in Intervallen von 5s in dem man Darstellungsgeräte mit 7 Segmenten benutzt.

Das Regelungssystem übernimmt diese Informationen und mit ihnen steuert es den Vorschub des Elektroden und versichert einen vortrefflichen Verarbeitungszustand.

Ein automatisches Verarbeitungssystem ist wie ein Mikrorechner (I8o8o) auf eine Leiterplatte hergestellt.

3. Schlussfolgerungen

Das Steuerungssystem mit dem Mikroprozessrechner versichert einen angepassten und optimalen Arbeitbetrieb im Sinne eines kleinen Energieverbrauchs indem man die Qualität der Verarbeitung.

LITERATUR

1. Manual de utilizare MCS-8o/85, Intel Corporation Santa Clara. California, 1979
Manuskripteingang 28.Dezember 1983.

SISTEM DE COMANDA A PRELUCRARII PRIN ELECTROEROZIUNE A MICROALEZAJELOR

Rezumat

In cadrul acestei lucrări autorii prezintă un sistem de reglare automată a procesului de prelucrare prin electroeroziune a microalezajelor. Sistemul de reglare preia din proces date ca: durata de mers în gol, durata de prelucrare normală şi durata de scurtcircuit. Pe baza lor comandă avansul electrodului asigurînd un regim optim de prelucrare.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 29(43) ELECTROTEHNICA 1984

SIMULATIONSSPRACHE ZUM ENTWURF UND ZUR OPTIMIERUNG DISKRETER AUTOMATEN

Babuţia I., Mureşan I., Mureşan V.*

1. Einführung

Die vorgeschlagene Sprache erlaubt die Nachbildung von Systemen, in welchen konkurrente Ereignisse vorkommen, Systeme, die mit Hilfe von Abschätzungsnetzen modelliert (nachgebildet) wurden. Aus diesem Grund enthält die Sprache eine Reihe von den Abschätzungsnetzen spezifischen Elementen und ausserdem eine Untermenge der PASCAL-SEQUENTIELL (FOLGEN-PASCAL) Sprache.

2. Vorstellung der Simulationssprache

Die Abschätzungsnetze, (E Netze) die von J.Noe und G.Nutt entworfen wurden, bilden eine Methode zur Beschreibung komplexer Systeme, in denen parallele und konkurrente Aktivitäten (mit mehrfachen Simultan-Nachfragen zu derselben Quelle) stattfinden. Sie sehen graphische Beschreibungen vor, die eine schnelle Veranschaulichung des modellierten Systems und gleichzeitig eine formelle Beschreibung bieten, die als Basis zur Netzverarbeitung für den Rechner dient. Die E.Netze sind eine Erweiterung der Petri-Netze, welche auf fünf primitiven Übergängen fussen. Diese Primitiven haben die Aufgabe, die logischen Wechselwirkungen zwischen den das Netz durchziehenden Bezeichnungen und den Netzvorkommen herzustellen. Sie können die, mit dem Fluss verbundenen Verspätungen der Bezeichnungen durch das Netz und die Attributsveränderungen der Bezeichnungen ausdrücken. Durch die Ausdehnung der Petri-Netze sind Makronetze entstanden, die aus primitiven zusammengesetzten Strukturen aufgebaut sind. Sie wurden zur Verdichtung der Netze, zwecks leichterer Verständlichkeit, eingeführt.

Der benützer kann neue Makroübergänge einführen, die sich dem Einzelfall anpassen lassen.

---

* ELECTROBANAT
Piaţa Gării nr.1
1900 Timişoara - România

Die transitiven Verläufe können sich darauf beziehen oder können die Werte der Attribute der Bezeichnungen ändern, während sie die zusammenhängenden Übergänge durchziehen. Ebenso können sie sich auch auf die globalen Variablen beziehen oder diese ändern, wobei zu diesen alle transitiven Verläufe des Netzes Zugang haben.

Die Verläufe der Auflösungen können sich auf die Attribute der Bezeichnungen und auf die globalen Variablen beziehen, aber sie können dieselben nicht ändern. Sie können sich auf Bezeichnungen aus anderen Speicherzellen beziehen, und nicht auf die, die den Übergängen zugeordnet sind.

Die Funktionsweise ist schwer graphisch darzustellen, aber leicht in das Rechensystem, das den Rechner betätigt, einzubauen.

Die Phasen der Rückkoppelung, die ein Übergang durchlaufen kann, sind folgende:

1. Die inaktive Phase: die Speicherzellen haben den gewünschten Zustand.

2. Die pseudoaktive Phase: der Zustand der Auflösungen ist undefiniert und die Speicherzellen sind in dem gewünschten Zustand.

3. Die aktive Phase: der Zustand der Speicherzellen ist unverändert; Es finden die transitiven Übergänge statt.

4. Phase abgeschlossen: Die Übergänge verändern den Zustand der Zelle. Man verwendet folgende Bezeichnungen:

Zelle mit Markierung
Zelle ohne Markierung
Übergang
Auflösung

Der letzte Teil enthält das Hauptprogramm, das die globalen Variablen initialisiert, wie etwa Attribute der Zellen mit Anfangsmarkierungen.

Allgemeiner Aufbau eines Programms in der RETELE-Sprache

```
PROGRAM Bezeichnung (INTRARE,IESIRE);
          (name)    (EINGANG,AUSGANG)
CONST Bezeichnung für Konstanten = Konstante;
TIP   Bezeichner für Typ = TABLOU (Konstante...Konstante);
      Bezeichner für Typ = STRUCTURA
      Bezeichner für Feld: Bezeichner für Typ
      Bezeichner für Feld: Bezeichner für Typ
      Fine
CONDITII Liste DIN Bezeichner für Typ
CONDINIT Bezeichner für einfache Voraussetzung    Bezeichner für
         einfache Voraussetzung
```

Bezeichner für Voraussetzung der Art Folge = ganze Zahl
Bezeichner für Voraussetzung der Art Folge = ganze Zahl

REZOLUTII Liste

REZOLINIT Bezeichner für Auflösung = ganze Zahl Bezeichner für Auflösung = ganze Zahl

HISTOGRAME Liste: Konstante, Konstante, Konstante

RESURSED Liste: Konstante

RESURSEN Liste

```
VAR  Bezeichner für Unbekannte: Bezeichner für Typ
     Bezeichner für Unbekannte: TABLOU (Konstante...Konstante)
                                DIN  Bezeichner für Typ
     Bezeichner für Unbekannte: STRUCTURA
                 Bezeichner für Feld: Bezeichner für Typ
                 Bezeichner für Feld: Bezeichner für Typ
                 Fine
PROCEDURA  Bezeichner für das Verfahren (Parameterliste)
    START
      Befehle;
      FINE;
FUNCTIE  Bezeichner für Funktion (Parameterliste): Bezeichner für
         Typ;
      START
        Befehle;
      FINE
TRANZITIE  Bezeichner für Übergänge (T/D/R/S/MD MR I E)
           (Beschreibung der Übergänge);
      Block 1
        Angabe der Unbekannten;
    START
        Befehle;
      FINE;
      START
        Befehle;
      FINE.
```

Unter dem Muster "Beschreibung der Übergänge" versteht man das Aufzählen der Eingangszellen, der Ausgangszellen und der dem beschriebenen Übergang entsprechenden Auflösungen, die voneinander bei Speicherzellen desselben Typus durch "," und beim Übergang von einem Typ zum anderen durch "/" getrennt werden. Zum Beispiel, in Zeichnung , wird der Übergang folgendermassen beschrieben (C1, C2/C_3/r).

Unter "Block 1" versteht man die Angabe der Konstanten und der Typen, und unter "Angabe der Unbekannten" versteht man den Teil der Angabe der Unbekannten.

3. Schlussfolgerung

Das von Verbraucher geschriebene Programm muss also alle nötigen Informationen über das Modell, dessen Aufbau (Struktur) und den Einwirkungen, die in dem simulierten System stattfinden, enthalten. Nach dem Entwurf des Modells, darf das Schreiben des Simulationsprogramm keine Schwierigkeiten mehr bereiten, weil dieses eigentlich nichts anderes darstellt als das Umschreiben in eine andere Form von Informationen, die schon vom Modell bestimmt wurden.

LITERATUR

1. Babuţia I.,Petruescu M.,Automatizări electronice în construcţia de maşini, Editura FACLA, Timişoara, 1983.
2. Noe I.D.,Nutt G.I.,Multiprogramming and Multiprocessing System Description, Comput.Sci.Group, Univ.Washington, Seattle, TR 73-01-08, 1973.
3. Noe I.D.,Nutt G.I.,Macro E-nets Representation of Paralel Systems, I.E.E.E. Trans of Software Eng., No.8, August 1973.
4. Mureşan V.,Compilator pentru un limbaj de simulare, Sesiune de comunicări ştiinţifice, Festivalul National Cîntarea României, Timişoara, 1979.
5. Babuţia I.,Mureşan I.,Mureşan V., Simulationssprache zum Entwurf und zur Optimierung von Diskreten Automaten, Kolloquium über Rechentechnik und Datenverarbeitung, Magdeburg, DDR, 1982.
Manuskripteingang 27.September 1982.

LIMBAJ DE SIMULARE PENTRU PROIECTAREA SI OPTIMIZAREA SISTEMELOR AUTOMATE DISCRETE

Rezumat

Autorii propun în lucrare un limbaj de simulare cu ajutorul căruia se pot modela şi optimiza pe calculator sisteme automate discrete. In cazul proiectării unor sisteme automate de reglare el serveşte pentru testarea stabilităţii, robusteţii, comportării optimale cît şi a altor parametri impuşi de proiectant.

Acest limbaj de simulare utilizează modelarea cu ajutorul reţelelor de evaluare (propuse de D.Noe şi J.J.Nutt) cît şi un grup de instrucţii al limbajului PASCAL SECVENTIAL. Se tratează structura analizorului sintactic propus.